

Keysight Technologies

Основы анализа спектра

Рекомендации по применению



Компания Keysight Technologies, Inc. посвящает эти рекомендации по применению Блейку Петерсону (Blake Peterson).

Выдающиеся заслуги Блейка Петерсона в оказании технической поддержки стали известны пользователям во всех уголках мира во время и после завершения его 45-летней профессиональной деятельности в компаниях Hewlett-Packard и Keysight. В течение многих лет Блейк преподавал вводный курс по анализаторам спектра для принимаемых на работу инженеров по маркетингу и продаже сложной технической продукции, который закладывал основы для понимания более сложных технологий. Многие относились к нему с большой теплотой и считали его наставником, который внёс большой вклад в развитие техники анализа спектра.

Среди множества достижений Блейка Петерсона можно отметить, в том числе, следующие:

- Он был автором первого издания рекомендаций по применению “Основы анализа спектра” и принимал участие в создании последующих изданий
- Оказывал помощь при выпуске на рынок анализаторов спектра 8566/68, положивших начало современному анализу спектра, а также анализаторов спектра серии PSA, которые установили новые стандарты производительности в отрасли, когда они были представлены
- Был инициатором создания Университета Блейка Петерсона (Blake Peterson University), где проходили обязательный курс обучения все инженеры, принимаемые на работу в компанию Keysight

Подтверждением выдающихся достижений и вклада в области анализа спектра Блейка Петерсона является первая награда “Живая легенда” (Living Legend Award) журнала “Microwaves & RF”, которой он был удостоен в 2013 году.

Содержание

Раздел 1 – Введение	5
Частотная область в сравнении с временной областью	5
Что такое спектр?	6
Почему необходимо измерять спектр?	6
Типы анализаторов сигналов	8
Раздел 2 – Теоретические основы работы анализатора спектра	9
ВЧ-аттенюатор	10
Фильтр нижних частот или преселектор	10
Настройка анализатора	11
Усиление ПЧ.....	12
Разрешение сигналов.....	13
Остаточная частотная модуляция (ЧМ).....	15
Фазовый шум.....	16
Время развёртки	18
Детектор огибающей	20
Дисплеи.....	21
Типы детекторов	22
Детектирование мгновенного значения.....	23
Детектирование (положительного) пика	24
Детектирование отрицательного пика	24
Нормальное детектирование	24
Детектирование среднего значения.....	27
Детекторы ЭМП: детектор средних значений и квазипиковый детектор.....	27
Процессы усреднения.....	28
Временное стробирование.....	31
Раздел 3 – Обзор цифрового тракта ПЧ	36
Цифровые фильтры	36
Полностью цифровой тракт ПЧ.....	37
Специализированная ИС цифровой обработки сигналов.....	38
Дополнительные функции видеообработки	38
Измерение частоты	38
Дополнительные преимущества полностью цифрового тракта ПЧ	39
Раздел 4 – Погрешности измерения амплитуды и частоты.....	40
Относительная погрешность	42
Абсолютная погрешность измерения амплитуды	42
Уменьшение суммарной погрешности измерений.....	42
Технические характеристики, типовые характеристики и номинальные значения.....	43
Архитектура и погрешности цифрового тракта ПЧ.....	43
Погрешность переключения полосы пропускания	44
Примеры определения погрешностей измерения амплитуды.....	44
Погрешность измерения частоты.....	44

Содержание

продолжение

Раздел 5 – Чувствительность и шум.....	46
Чувствительность.....	46
Метод понижения уровня собственных шумов (NFE)	48
Коэффициент шума	49
Предусилители.....	50
Шум как сигнал.....	53
Предусилитель для измерений шума.....	54
 Раздел 6 – Динамический диапазон.....	55
Зависимость динамического диапазона от внутренних искажений	55
Проверка с помощью аттенюатора	57
Шум.....	57
Зависимость динамического диапазона от погрешности измерения.....	58
Компрессия коэффициента усиления	60
Отображаемый диапазон и диапазон измерения	60
Измерения мощности в соседних каналах	61
 Раздел 7 – Расширение диапазона частот.....	62
Внутреннее смещение на гармониках.....	62
Преселекция.....	66
Калибровка амплитуды.....	68
Фазовый шум	68
Улучшенный динамический диапазон.....	69
Плюсы и минусы преселекции.....	70
Использование внешних смесителей на гармониках	71
Идентификация сигналов.....	73
 Раздел 8 – Современные анализаторы спектра.....	76
Специализированные измерения.....	76
Необходимость информации о фазе сигнала.....	77
Анализ цифровой модуляции.....	79
Анализ спектра в режиме реального времени.....	80
 Раздел 9 – Управление прибором и пересылка данных.....	81
Сохранение и распечатка данных.....	81
Пересылка данных и дистанционное управление прибором	81
Обновление встроенного программного обеспечения.....	82
Калибровка, поиск и устранение неисправностей, диагностика и ремонт....	82
 Краткие выводы	82
 Словарь терминов.....	83

Раздел 1. Введение

В данных рекомендациях по применению разъясняются основы супергетеродинных анализаторов спектра со свипируемой частотой настройки и рассмотрены новейшие достижения в развитии их функциональных возможностей.

На самом базовом уровне анализатор спектра можно описать как селективный пиковый вольтметр, реагирующий на амплитуду и откалиброванный для отображения среднеквадратических значений (СКЗ) синусоидальной волны. Важно понимать, что анализатор спектра не является измерителем мощности, хотя он и может использоваться для непосредственного отображения уровней мощности. Если известно какое-либо значение синусоидальной волны (например, пиковое или среднее) и сопротивление, через которое измеряется это значение, можно откалибровать вольтметр для отображения уровней мощности. С наступлением эры цифровых технологий современные анализаторы спектра получили гораздо больше возможностей. В этих рекомендациях по применению мы рассмотрим простейший анализатор спектра, а также дополнительные функциональные возможности, ставшие возможными благодаря использованию цифровых технологий и цифровой обработки сигналов.

Частотная область в сравнении с временной областью

Прежде чем приступить к подробному изучению анализатора спектра, мы можем сначала задать себе вопрос: "Что такое спектр, и зачем его анализировать?" Привычной системой отсчёта для нас является время. Мы замечаем, когда происходит то или иное явление. Это относится и к явлениям электрической природы. Можно использовать осциллограф, чтобы наблюдать мгновенное значение конкретного явления электрической природы (или некоторого явления другой природы, преобразованного в вольты с помощью соответствующего преобразователя) в зависимости

от времени. Другими словами, мы используем осциллограф для наблюдения формы сигнала во временной области.

Согласно теории Фурье¹, любое электрическое явление во временной области можно представить в виде одной или ряда синусоидальных волн с соответствующими частотами, амплитудами и фазами. То есть, можно преобразовать представление сигнала во временной области в эквивалентное представление в частотной области. Измерения в частотной области показывают, сколько энергии присутствует на каждой конкретной частоте. При соответствующей фильтрации сигнал, например, представленный на рисунке 1-1, можно разложить на отдельные синусоидальные волны или спектральные составляющие, которые затем можно оценить независимо друг от друга. Каждая синусоидальная волна описывается амплитудой и фазой. Если анализируемый сигнал является периодическим, как в нашем случае, то, согласно теории Фурье, составляющие его синусоидальные волны будут разнесены в частотной области на $1/T$, где T – период сигнала².

Некоторые измерения требуют сохранения полной информации о частоте, амплитуде и фазе сигнала. Однако, другая большая группа измерений может быть выполнена без учёта фазовых соотношений между синусоидальными составляющими. Такой тип анализа сигналов называется анализом спектра. Поскольку анализ спектра является более простым для понимания, но вместе с тем чрезвычайно полезным, мы начнём с того, что сначала рассмотрим, как анализаторы спектра выполняют измерения анализа спектра, начиная с раздела 2.

Теоретически, чтобы выполнить преобразование из временной области в частотную, сигнал должен быть оценён в течение всего времени, то есть от минус бесконечности до плюс бесконечности. Однако, на практике при проведении измерений мы всегда используем конечный период времени. Можно также выполнить преобразование Фурье из частотной области во временную. В этом случае также теоретически требуется оценить все спектральные составляющие в пределах диапазона частот от минус бесконечности до плюс бесконечности. На самом деле

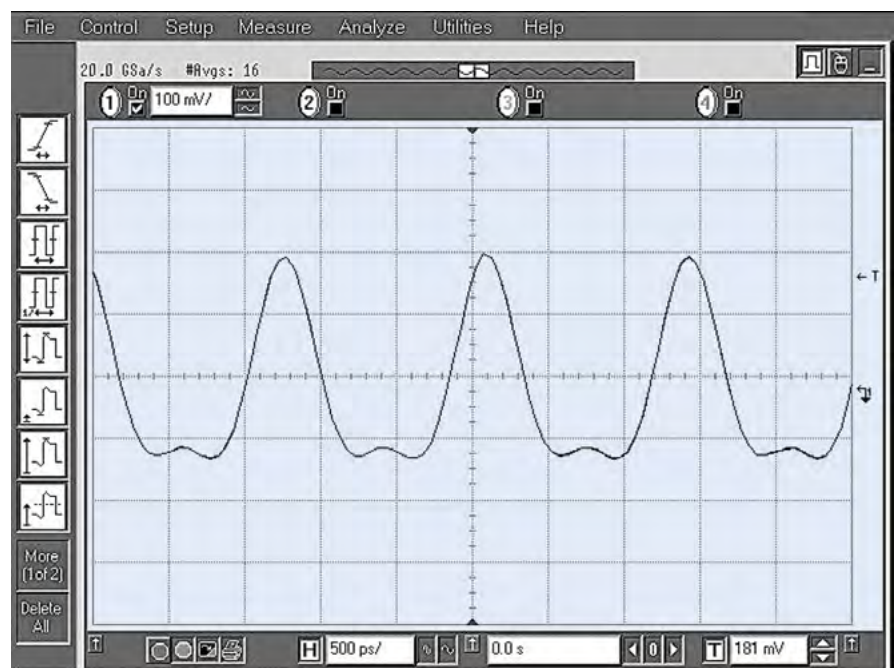


Рисунок 1-1. Сложный сигнал во временной области.

1. Жан Батист Жозеф Фурье, 1768 – 1830. Французский математик и физик, открывший, что периодические функции могут быть представлены в виде ряда гармонически связанных синусов и косинусов.
2. Если сигнал появляется только один раз, то его период является бесконечным, а спектр представляет собой непрерывное множество синусоидальных волн.

проведение измерений в ограниченной полосе частот, которая содержит большую часть энергии сигнала, обеспечивает приемлемые результаты. При обратном преобразовании Фурье из отсчётов в частотной области значения фаз индивидуальных составляющих действительно очень важны. Например, прямоугольный сигнал при преобразовании в частотную область и обратно может превратиться в пилообразный, если значения фаз не были сохранены.

Что такое спектр?

Итак, что такое спектр в контексте этого обсуждения? Спектр – это набор синусоидальных волн, которые при правильном комбинировании создают исследуемый сигнал во временной области. На рисунке 1-1 показана форма сложного сигнала. Предположим, что мы надеялись увидеть синусоиду. И хотя форма сигнала явно показывает, что этот сигнал не является чистой синусоидой, мы не увидим здесь точного указания на то, почему так происходит. На рисунке 1-2 наш сложный сигнал показан как во временной, так и в частотной областях. Отображение в частотной области представляет график зависимости амплитуды от частоты каждой синусоидальной волны в спектре сигнала. График показывает, что в данном случае спектр состоит только из двух синусоидальных волн. Теперь мы знаем, почему наш

первоначальный сигнал был не чистой синусоидой. Он содержит ещё одну синусоидальную волну, вторую гармонику в нашем случае. Означает ли это, что измерения во временной области нет необходимости проводить? Вовсе нет. Временная область является более предпочтительной для многих измерений, а некоторые из них можно провести только во временной области. Например, длительность фронта или среза импульса, выброс на фронте импульса и переходный процесс в виде затухающих колебаний можно измерить только во временной области.

Почему необходимо измерять спектр?

Измерения в частотной области также имеют свои сильные стороны. Мы уже видели на рисунках 1-1 и 1-2, что частотная область гораздо удобнее для определения содержания гармоник сигнала. Инженеры, работающие в области беспроводной связи крайне заинтересованы в выявлении внеполосных и паразитных излучений. Например, системы сотовой связи нужно проверять на наличие гармоник сигнала несущей частоты, которые могут быть помехами для других систем, работающих на той же частоте, что и гармоники. Особое внимание инженеры уделяют также искажениям сообщений, модулирующих сигнал несущей частоты.

Интермодуляционные искажения третьего порядка (когда два тона сложного сигнала модулируют друг друга) могут вызвать много проблем, поскольку продукты искажений могут попасть в интересующую полосу частот, а это означает, что они не могут быть должным образом отфильтрованы.

Мониторинг частотного спектра – ещё один важный вид деятельности, связанный с измерениями в частотной области. Государственные регулирующие органы распределяют частоты для различных радиослужб, таких как телевизионное и радиовещание, системы мобильной телефонной связи, системы связи в чрезвычайных ситуациях и правоохранительных органов, а также для многих других применений. Крайне важно, чтобы каждая из этих служб работала только на назначенной частоте и оставалась в пределах выделенной полосы частот канала. Передатчики и другие источники полезных электромагнитных сигналов часто должны работать на очень близко расположенных соседних частотах. Ключевым критерием качества усилителей мощности и других компонентов, используемых в этих системах, является величина мощности сигнала, проникающей в соседние каналы и создающей помехи.

Электромагнитные помехи (ЭМП) – это термин, применяемый по отношению к нежелательным излучениям как от источников полезного электромагнитного сигнала, так и от излучателей непреднамеренных помех. Эти нежелательные излучаемые ЭМП или кондуктивные ЭМП (распространяющиеся по линиям питания или другим внешним соединительным проводам) могут нарушить функционирование других систем. При разработке и производстве практически любых электрических или электронных продуктов необходимо проводить измерения уровней ЭМП в зависимости от частоты в соответствии с нормами, устанавливаемыми различными государственными регулирующими органами или организациями, разрабатывающими промышленные стандарты.

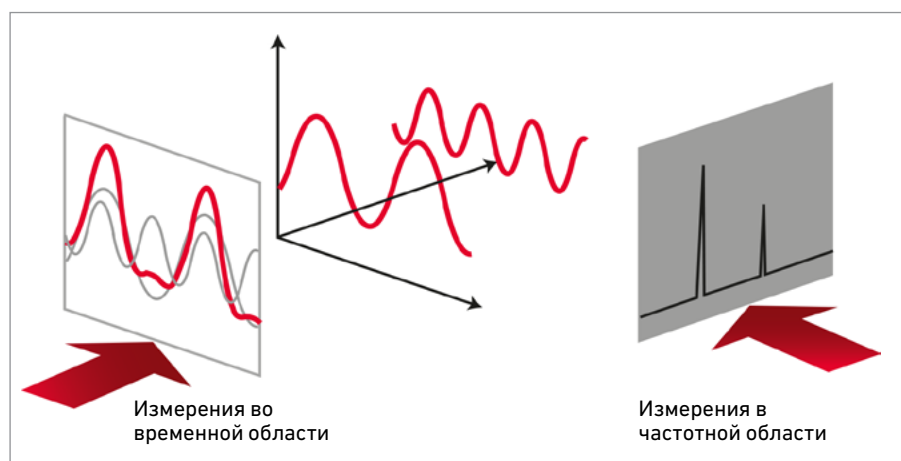


Рисунок 1-2. Взаимосвязь между временной и частотной областями.

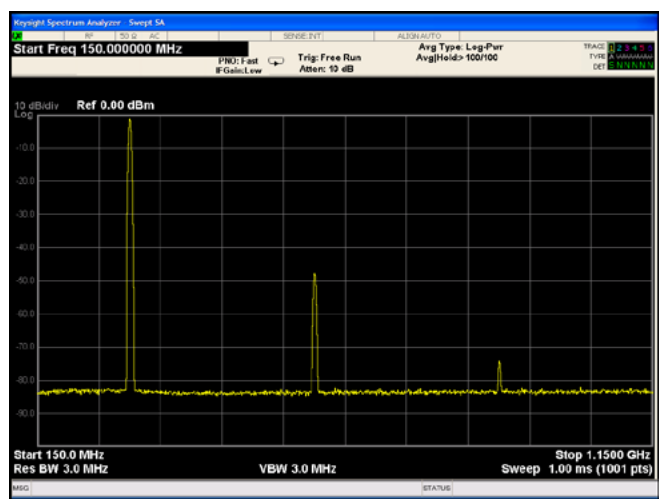


Рисунок 1-3. Тестирование гармонических искажений передатчика.

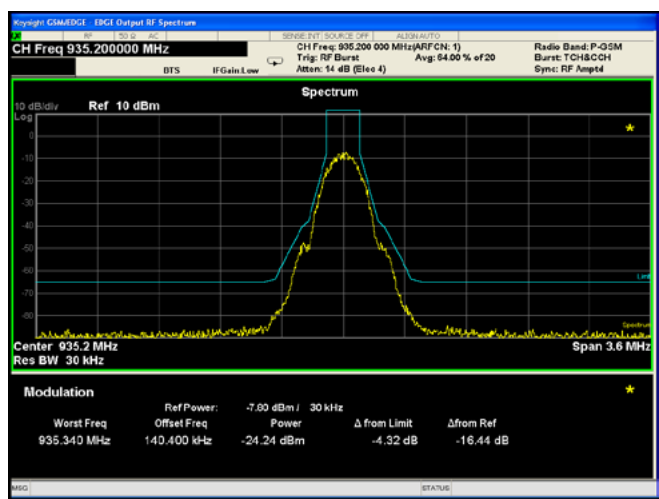


Рисунок 1-4. Сигнал GSM и спектральная маска, показывающая пределы нежелательных излучений.

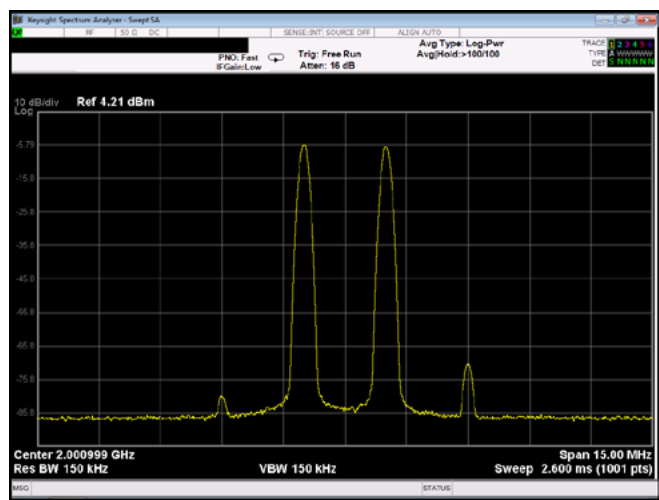


Рисунок 1-5. Тестирование усилителя мощности ВЧ-сигналов с использованием двухтонового сигнала.



Рисунок 1-6. Сравнение измеренных уровней излучаемых ЭМП с пределами, установленными стандартом CISPR11, как часть методики тестирования ЭМП.

Шум часто рассматривается как сигнал, который требуется измерять. Любые активные схемы или устройства генерируют избыточный шум. Тестирование таких параметров, как коэффициент шума и отношение сигнал/шум, важно для определения характеристик устройства и оценки его вклада в характеристики всей системы.

На рисунках с 1-3 по 1-6 показаны некоторые из этих измерений на анализаторе сигналов серии X.

Типы анализаторов сигналов

Первые супергетеродинные анализаторы спектра со свипируемой частотой настройки измеряли только амплитуду. Однако, с развитием технологий и по мере того, как системы связи становились всё более сложными, фаза становилась всё более важной частью измерения. Анализаторы спектра, теперь часто называемые анализаторами сигналов, идут в ногу со временем. В результате преобразования сигнала в цифровую форму после одного или нескольких каскадов преобразования частоты фаза, как и амплитуда, сохраняется и может использоваться как часть отображаемой информации. Таким образом, современные анализаторы сигналов, такие как анализаторы сигналов серии X компании Keysight объединяют свойства аналоговых и векторных анализаторов, а также анализаторов на основе БПФ (быстрого преобразования Фурье). С целью дальнейшего совершенствования возможностей анализаторы сигналов серии X компании Keysight содержат в своём составе встроенный компьютер в комплекте со съёмным накопителем на жёстких магнитных дисках (НЖМД), который позволяет оставлять конфиденциальные данные в защищённой зоне, когда анализатор должен быть из неё удалён.

Развитие технологий также позволило решить задачу миниатюризации схем. В результате появились портативные анализаторы спектра FieldFox компании Keysight, предназначенные для жёстких условий эксплуатации. Они упрощают решение таких задач, как определение характеристик в месте расположения передатчиков или антенного хозяйства. Нулевое время установления рабочего режима исключает задержки в ситуациях, включающих короткие остановки для проведения быстрых измерений.

Благодаря передовым методам калибровки результаты измерений в полевых условиях, выполненные с помощью этих ручных анализаторов, соотносятся с результатами измерений настольных анализаторов спектра лабораторного класса в пределах десятых долей децибела.

В этих рекомендациях по применению мы сконцентрируемся на измерениях амплитуды в режиме свипируемой частоты настройки. Только кратко мы коснёмся измерений, включающих фазу – см. раздел 8.

Примечание: в конце 1990-х годов, когда компьютеры стали основным бизнесом компании Hewlett-Packard, была создана независимая компания Agilent Technologies, целью которой было развитие направления, связанного с разработкой и производством измерительного оборудования. В 2014 году в результате стратегического разделения компании Agilent Technologies появилась компания Keysight Technologies, занимающаяся исключительно электронными измерениями. У многих выпущенных ранее анализаторов спектра остался ярлык с обозначением Hewlett-Packard или Agilent Technologies, и теперь они поддерживаются компанией Keysight.

Эти рекомендации по применению дают глубокое представление об используемом анализаторе спектра или сигналов и помогут максимально использовать все возможности этого многофункционального измерительного прибора.

Дополнительная информация

Более полная информация об измерениях векторных сигналов приведена в рекомендациях по применению *Vector Signal Analysis Basics* (Основы векторного анализа сигналов), номер публикации 5989-1121EN. Информация об анализаторах на основе БПФ 35670A компании Keysight, которые настраиваются до 0 Гц, доступна на web-сайте по ссылке: www.keysight.com/find/35670A.

Раздел 2. Теоретические основы работы анализатора спектра

В этом разделе мы остановимся на теоретических основах работы анализатора спектра. Хотя современные технологии позволяют заменить многие аналоговые схемы их современными цифровыми реализациями, полезно изучить архитектуру классического анализатора спектра в качестве отправной точки для последующего обсуждения.

В следующих разделах мы рассмотрим функциональные возможности и преимущества, которые цифровые схемы приносят в анализ спектра. В разделе 3 мы обсудим цифровые архитектуры, используемые в современных анализаторах спектра.

На рисунке 2-1 представлена упрощенная структурная схема супергетеродинного анализатора спектра. "Гетеродинировать" - означает смешивать, то есть, переносить частоту, а "супер" - относится к ультразвуковым частотам или частотам выше диапазона звуковых частот. На структурной схеме мы видим, что входной сигнал проходит через аттенюатор, затем через фильтр нижних частот (ФНЧ) (позже мы поймем, для чего он здесь нужен) на смеситель, где он смешивается с сигналом гетеродина. Поскольку смеситель является нелинейным устройством,

на его выходе будут не только два первоначальных сигнала, но и их гармоники, а также сигналы на суммарных и разностных частотах, полученные в результате смешения первоначальных частот и их гармоник. Если какой-то из продуктов смешения попадает в полосу пропускания фильтра промежуточной частоты (ПЧ), то затем он обрабатывается (усиливается и, возможно, сжимается на логарифмической шкале). Он выпрямляется детектором огибающей, отфильтровывается ФНЧ и выводится на дисплей. Генератор пилообразного напряжения создает горизонтальное движение по экрану слева направо, а также перестраивает гетеродин так, что его частота изменяется пропорционально пилообразно изменяющемуся напряжению.

Те, кто знаком с супергетеродинными приёмниками АМ-сигналов, которые принимают обычные радиовещательные сигналы с амплитудной модуляцией, заметят большое сходство между этими приёмниками и структурной схемой на рисунке 2-1. Разница только в том, что выходным устройством анализатора спектра является дисплей, а не динамик, и гетеродин перестраивается электронно, а не ручкой передней панели.

Выходной сигнал анализатора спектра отображается в виде двумерного графика на экране дисплея. Давайте посмотрим, какую информацию мы можем получить из него. Отображение накладывается на масштабную сетку, имеющую 10 основных горизонтальных делений и, как правило, 10 основных вертикальных делений. Горизонтальная ось калибруется по частоте, которая увеличивается линейно слева направо. Настройка отображения сигнала по горизонтальной оси (по оси частот) обычно проводится в два этапа. Сначала мы настраиваем частоту, соответствующую центральной линии масштабной сетки, с помощью управления центральной частотой. Затем мы настраиваем диапазон частот (полосу обзора), перекрывающий по горизонтали все 10 делений, с помощью управления полосой обзора. Эти органы управления являются независимыми. Поэтому при изменении центральной частоты полоса обзора не меняется. В качестве альтернативного способа вместо центральной частоты можно установить значения начальной частоты, конечной частоты и полосы обзора. В обоих случаях можно определить абсолютное значение частоты любого отображаемого сигнала и относительную разность частот любых двух сигналов.

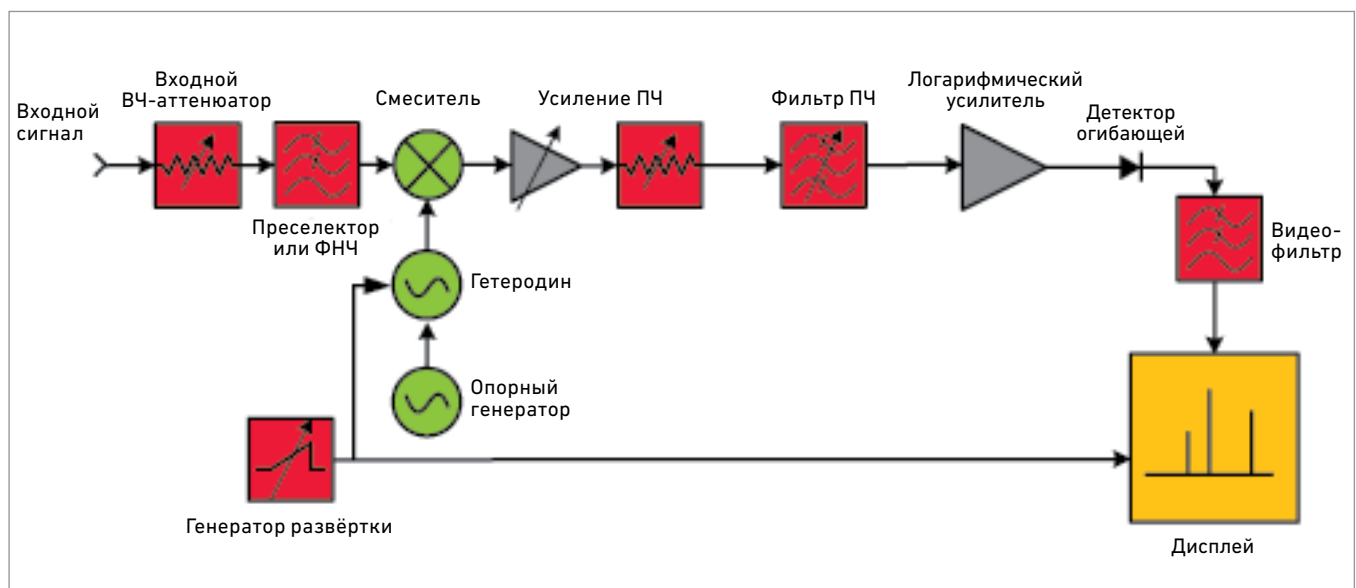


Рисунок 2-1. Структурная схема классического супергетеродинного анализатора спектра.

Вертикальная ось калибруется в единицах измерения амплитуды. Пользователь может выбрать либо линейную шкалу, калиброванную в вольтах, либо логарифмическую шкалу, калиброванную в децибелах. Логарифмическая шкала используется намного чаще, чем линейная, поскольку позволяет отображать намного больший используемый диапазон. Логарифмическая шкала позволяет одновременно отображать сигналы отличающиеся по амплитуде от 70 до 100 дБ (по отношению напряжений от 3 100 до 100 000 и по отношению уровней мощности от 10 000 000 до 10 000 000 000). С другой стороны, линейная шкала используется для сигналов, отличающихся не более чем от 20 до 30 дБ (по отношению напряжений от 10 до 32). В любом случае посредством калибровки¹ мы присваиваем верхней линии масштабной сетки, опорному уровню, абсолютное значение, и используем цену деления шкалы, чтобы определять значения в других местах масштабной сетки. Таким образом можно измерять как абсолютное значение сигнала, так и разность амплитуд любых двух сигналов.

Калибровка шкалы как по частоте, так и по амплитуде отображается в виде обозначений на экране. На рисунке 2-2 показан вид экрана дисплея типового анализатора спектра.

Теперь давайте более подробно рассмотрим компоненты анализатора спектра, показанные на рисунке 2-1.

ВЧ-аттенюатор

Первым компонентом нашего анализатора является входной ВЧ-аттенюатор. Его назначение заключается в обеспечении подачи на смеситель сигнала, имеющего оптимальный уровень, чтобы избежать перегрузки, компрессии усиления и искажений. Поскольку ослабление является защитной схемой для анализатора, оно устанавливается обычно автоматически на основе опорного уровня. Однако ручная установка ослабления также возможна с шагом 10, 5, 2 или даже 1 дБ. На рисунке 2-3 показан пример схемы аттенюатора с максимальным

ослаблением 70 дБ, изменяемым с шагом 2 дБ. Разделительный конденсатор используется для предотвращения повреждения анализатора сигналом постоянного тока или смещением постоянной составляющей исследуемого сигнала. К сожалению, он также ослабляет низкочастотные сигналы и повышает минимальную, пригодную для использования, начальную частоту анализатора до 9 кГц, 100 кГц или 10 МГц, в зависимости от анализатора.

В некоторых анализаторах сигнал опорной амплитуды можно подключить так, как показано на рисунке 2-3. За счёт этого обеспечивается возможность подачи сигнала прецизионной частоты и амплитуды, который используется анализатором для периодической самокалибровки.

Фильтр нижних частот или преселектор

Фильтр нижних частот (ФНЧ) блокирует поступление ВЧ-сигналов на смеситель. Это предотвращает смешение внеполосных сигналов с сигналом гетеродина и появление нежелательных откликов на экране дисплея. В СВЧ-анализаторах спектра ФНЧ заменяется преселектором, который является настраиваемым фильтром, подавляющим все частоты, кроме тех, которые необходимо просмотреть в данный момент. Более подробно работа и назначение преселектора будут рассмотрены в разделе 7.

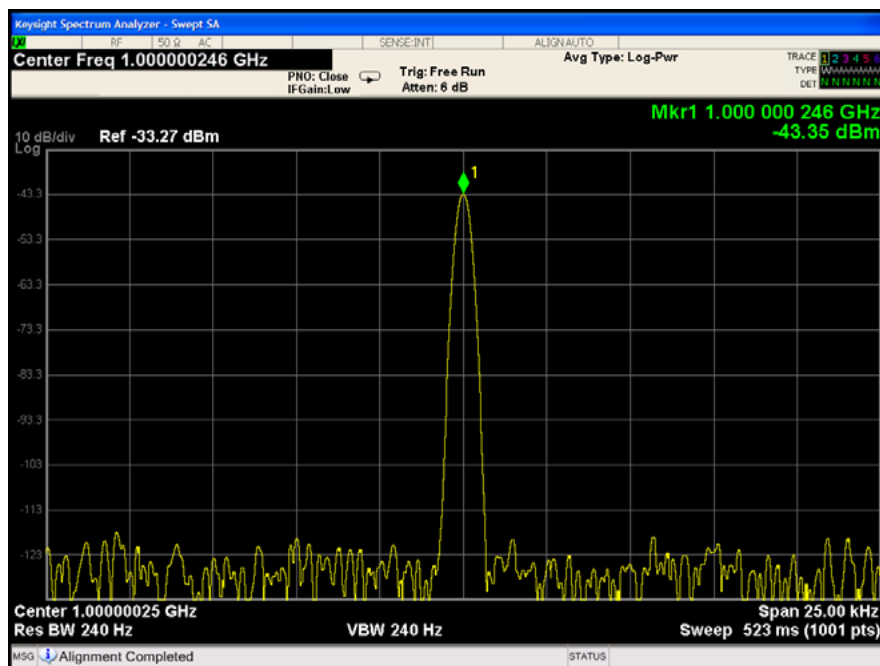


Рисунок 2-2. Вид экрана дисплея типового анализатора спектра с настройками управления.

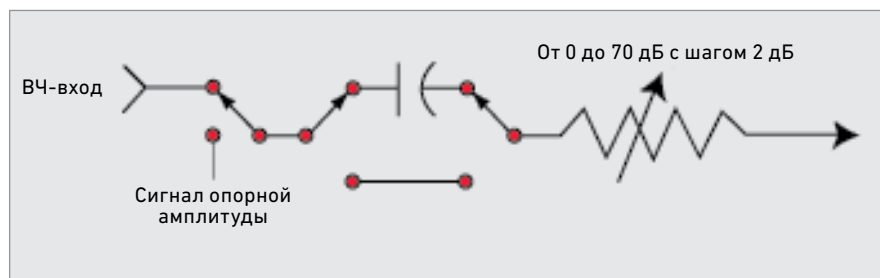


Рисунок 2-3. Схема входного ВЧ-аттенюатора.

1. См. раздел 4 "Погрешности измерения амплитуды и частоты".

Настройка анализатора

Нам необходимо знать, как настроить анализатор спектра на требуемый диапазон частот. Настройка - это функция центральной частоты фильтра ПЧ, диапазона частот гетеродина и диапазона частот, которые разрешено подавать на смеситель из внешнего мира (который разрешено проходить через фильтр нижних частот). Из всех продуктов смешения на выходе смесителя наибольшую амплитуду имеют два из них и поэтому представляют наибольший интерес: это продукты суммарной и разностной частот сигналов гетеродина и входного сигнала. Если удастся добиться того, чтобы исследуемый сигнал был выше или ниже частоты гетеродина на величину ПЧ, то только один из требуемых продуктов смешения попадёт в полосу пропускания фильтра ПЧ и будет протектирован для создания амплитудного отклика на экране.

Нам необходимо выбрать частоту гетеродина и ПЧ таким образом, чтобы создать анализатор с требуемым диапазоном настройки. Допустим, что требуется диапазон настройки от 0 до 3,6 ГГц. Затем необходимо выбрать значение ПЧ. Попробуем выбрать частоту ПЧ равной 1 ГГц. Так как эта частота находится внутри требуемого диапазона настройки, возможно, что и входной сигнал может возникнуть на частоте 1 ГГц. На выходе смесителя также присутствуют исходные входные сигналы, поэтому входной сигнал на частоте 1 ГГц даст на выходе смесителя постоянный продукт на ПЧ. Таким образом, сигнал 1 ГГц будет проходить сквозь систему, и давать постоянный амплитудный отклик на экране независимо от настройки гетеродина. В результате в диапазоне частот будет "щель", в которой мы не сможем правильно исследовать сигналы, поскольку этот амплитудный отклик не будет зависеть от частоты гетеродина. Поэтому частота ПЧ, равная 1 ГГц, не обеспечит возможность работы.

Поэтому вместо неё мы выбираем ПЧ, которая выше самой высокой частоты, на которую мы должны настраиваться. В анализаторах сигналов серии X компании Keysight, которые могут настраиваться до 3,6 ГГц, диапазон частот первого гетеродина - от 3,8 до 8,7 ГГц. Выбранное значение ПЧ - около 5,1 ГГц. Напомним, что мы хотим

настраиваться от 0 Гц до 3,6 ГГц (фактически от некоторой низкой частоты, поскольку мы не можем наблюдать сигнал с частотой 0 Гц при использовании этой архитектуры).

Если начать перестройку частоты гетеродина с ПЧ (частота гетеродина минус ПЧ = 0 Гц) и продолжить её в направлении увеличения частоты с этой точки до значения, превышающего частоту ПЧ на 3,6 ГГц, можно перекрыть диапазон настройки с помощью продукта смешения разностной частоты сигналов гетеродина и ПЧ. Используя эту информацию, можно сформулировать уравнение настройки:

$$f_{\text{sig}} = f_{\text{LO}} - f_{\text{IF}}$$

где f_{sig} = частота сигнала,
 f_{LO} = частота гетеродина,
 f_{IF} = промежуточная частота (ПЧ)

Если нужно определить частоту гетеродина для настройки анализатора на сигнал низкой, средней или высокой частоты (например, 1 кГц, 1,5 ГГц или 3 ГГц), мы сначала должны переформулировать уравнение настройки, чтобы определить f_{LO} :

$$f_{\text{LO}} = f_{\text{sig}} + f_{\text{IF}}$$

Затем использовать указанные выше значения частот сигналов и ПЧ в этом уравнении настройки²:

$$f_{\text{LO}} = 1 \text{ кГц} + 5,1 \text{ ГГц} = 5,100001 \text{ ГГц}$$

$$f_{\text{LO}} = 1,5 \text{ ГГц} + 5,1 \text{ ГГц} = 6,6 \text{ ГГц}$$

$$f_{\text{LO}} = 3 \text{ ГГц} + 5,1 \text{ ГГц} = 8,1 \text{ ГГц}.$$

На рисунке 2-4 показан процесс настройки анализатора. Частота гетеродина недостаточно высока, чтобы продукт смешения $f_{\text{LO}} - f_{\text{sig}}$ попадал в полосу пропускания ПЧ, поэтому никакого отклика на экране не будет. Если мы изменим параметры генератора пилообразного напряжения так, чтобы настроить гетеродин на более высокие частоты, этот продукт смешения попадёт в полосу пропускания ПЧ в некоторой точке "пилы" (развертки), и мы увидим отклик на экране.

Генератор пилообразного напряжения контролирует как расположение графика на экране дисплея по горизонтали, так и частоту гетеродина, поэтому мы можем теперь калибровать горизонтальную ось экрана дисплея, исходя из частоты входного сигнала.

Но на этом настройка не заканчивается. Что случится, если частота входного сигнала будет равна 9,0 ГГц? Поскольку гетеродин перестраивается в диапазоне от 3,8 до 8,7 ГГц, он достигнет частоты (3,9 ГГц), на которой он отличается от частоты сигнала 9,0 ГГц на величину ПЧ. На этой частоте мы имеем продукт смешения, создающий отклик на экране, частота которого равна ПЧ. Другими словами, уравнение настройки с таким же успехом могло иметь следующий вид:

$$f_{\text{sig}} = f_{\text{LO}} + f_{\text{IF}}$$

Это уравнение говорит о том, что архитектура, показанная на рисунке 2-1, может также привести к диапазону настройки от 8,9 до 13,8 ГГц, но только в

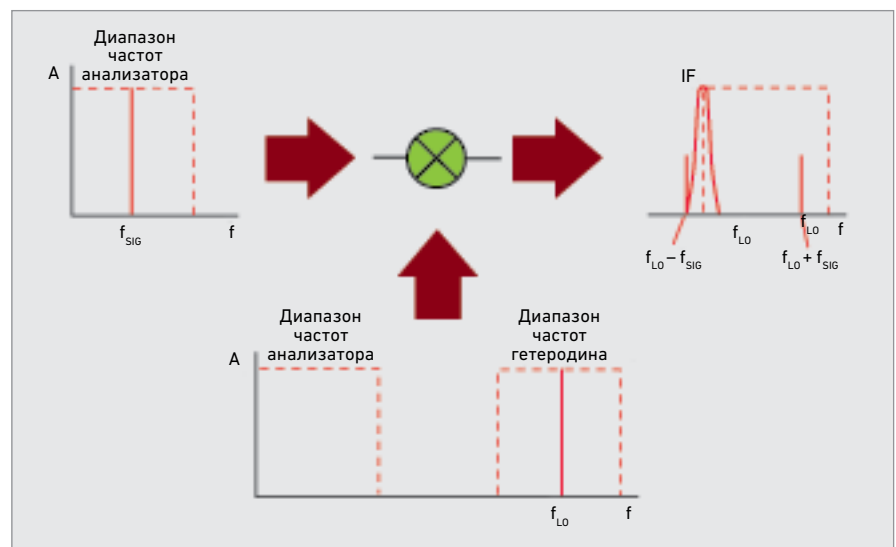


Рисунок 2-4. Для создания отклика на экране гетеродин (LO) должен быть настроен на частоту $f_{\text{IF}} + f_{\text{sig}}$

2. В тексте для простоты мы округляем некоторые значения частот, хотя на рисунках показаны точные значения.

том случае, если мы позволим сигналам в этом диапазоне достичь смесителя. Входной ФНЧ на рисунке 2-1 должен не допустить, чтобы сигналы этих высоких частот поступали на смеситель. Мы также хотели бы, чтобы сигналы на самой ПЧ не достигали смесителя. Поэтому ФНЧ должен подавлять сигналы на частоте 5,1 ГГц, а также в диапазоне от 8,9 до 13,8 ГГц.

Таким образом, можно сказать, что для ВЧ-анализатора спектра, полоса обзора которого перекрывается одной перестройкой гетеродина, мы выбрали бы ПЧ больше самой высокой частоты диапазона настройки. Мы сделали бы гетеродин перестраиваемым от ПЧ до ПЧ плюс верхний предел диапазона настройки и добавили бы ФНЧ перед смесителем ФНЧ, чтобы подавить сигналы, частота которых ниже ПЧ.

Для разделения близко расположенных сигналов (см. далее подраздел "Разрешение сигналов") некоторые анализаторы спектра имеют минимальную полосу пропускания по ПЧ 1 кГц, другие - 10 Гц или даже 1 Гц. Такие узкополосные фильтры трудно реализовать на центральной частоте 5,1 ГГц. Поэтому требуется добавлять дополнительные каскады смещения, обычно от двух до четырех, для преобразования с понижением от начальной частоты до конечной ПЧ. На рисунке 2-5 показана возможная последовательность промежуточных частот (ПЧ), основанная на архитектуре типового анализатора

спектра. Полное уравнение настройки для такого анализатора выглядит следующим образом:

$$f_{\text{sig}} = f_{L01} - (f_{L02} + f_{L03} + f_{\text{final IF}})$$

где $f_{\text{final IF}}$ - частота конечной ПЧ

Однако,

$$\begin{aligned} f_{L02} + f_{L03} + f_{\text{final IF}} \\ = 4,8 \text{ ГГц} + 300 \text{ МГц} + 22,5 \text{ МГц} \\ = 5,1225 \text{ ГГц, первая ПЧ.} \end{aligned}$$

Упростив уравнение настройки, используя только первую ПЧ, придём к тем же самым ответам. Хотя на рисунке 2-5 показаны только пассивные фильтры, фактическая реализация включает усиление в более узкополосных каскадах ПЧ. Конечный каскад ПЧ содержит дополнительные компоненты, такие как логарифмические усилители или аналого-цифровые преобразователи (АЦП), в зависимости от конструкции конкретного анализатора.

Большинство ВЧ-анализаторов спектра допускают, чтобы частота гетеродина была достаточно низкой и даже ниже, чем первая ПЧ. Поскольку изоляция между портами гетеродина и ПЧ смесителя является конечной, сигнал гетеродина проникает на выход смесителя. Когда частота гетеродина равна ПЧ, сигнал гетеродина обрабатывается системой и появляется на экране в виде

отклика, как если бы это был входной сигнал на частоте 0 Гц. Этот отклик, обусловленный проникновением сигнала гетеродина, может маскировать сигналы на очень низких частотах, поэтому не все анализаторы имеют отображаемый диапазон частот до 0 Гц.

Усиление ПЧ

Возвращаясь к рисунку 2-1, мы видим, что следующим узлом структурной схемы является усилитель с переменным коэффициентом усиления. Он используется для подстройки вертикального положения сигнала на экране дисплея без воздействия на уровень сигнала на входном смесителе. Когда усиление ПЧ изменяется, соответственно меняется и значение опорного уровня, чтобы поддерживать корректное отображаемое амплитуды для отображаемых сигналов. В большинстве случаев, нам не нужно, чтобы опорный уровень изменялся при изменении ослабления входного аттенюатора, поэтому установки входного аттенюатора и усиления ПЧ являются взаимосвязанными.

Изменение ослабления входного аттенюатора автоматически вызывает изменение усиления ПЧ, чтобы компенсировать эффект изменения ослабления входного аттенюатора, и удерживает за счёт этого сигнал в постоянном положении на экране.

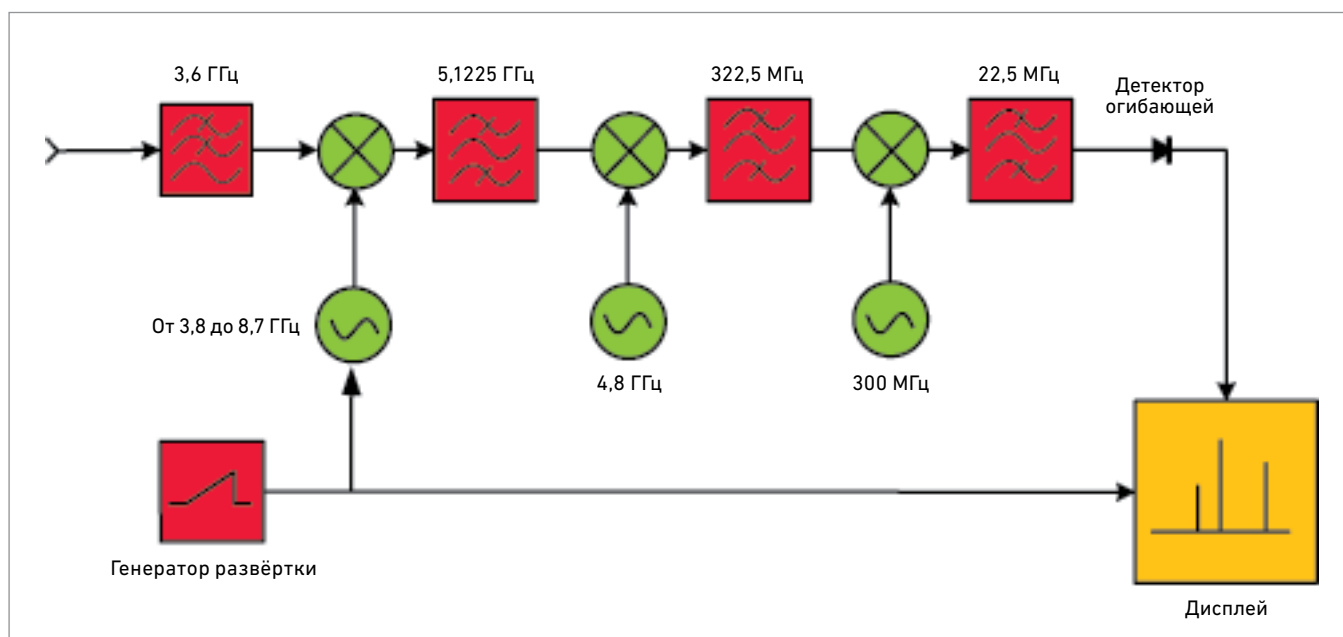


Рисунок 2-5. Большинство анализаторов спектра используют от двух до четырёх каскадов преобразования частоты для достижения конечной ПЧ.

Разрешение сигналов

После схемы усиления ПЧ следует каскад ПЧ, состоящий из аналоговых или цифровых разрешающих полосовых фильтров, либо тех и других.

Аналоговые фильтры

Частотное разрешение – это способность анализатора спектра разделять две входные синусоиды на два различных отклика. Согласно теории Фурье, энергия синусоидального сигнала сосредоточена только на одной частоте, и поэтому у нас не должно быть проблем с разрешением. Два сигнала, независимо от того, насколько близко они расположены по частоте друг к другу, должны отображаться на экране дисплея в виде двух линий. Но более внимательный взгляд на наш супергетеродинный приёмник показывает, почему отклики сигналов имеют на экране чётко выраженную ширину. На выходе смесителя

присутствуют продукты смешения суммарной и разностной частот, а также два исходных сигнала (входной сигнал и сигнал гетеродина). Полосовой фильтр определяет промежуточную частоту, и этот же фильтр пропускает нужный продукт смешения и подавляет все другие сигналы. Поскольку входной сигнал является фиксированным, а сигнал гетеродина – свипируемым (качающимся) по частоте, продукты смешения на выходе смесителя также будут свипируемыми по частоте. Если в процессе свипирования продукт смешения будет проходить через частоту, соответствующую ПЧ, на экране будет воспроизводиться характерная форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) полосового фильтра. Как показано на рисунке 2-6, самый узкополосный фильтр в последовательности определяет результирующую отображаемую полосу пропускания. Для архитектуры, представленной на рисунке 2-5, этим

фильтром является фильтр на ПЧ 22,5 МГц. Таким образом, два сигнала должны отстоять достаточно далеко друг от друга, иначе их графики будут накладываться вершинами друг на друга и выглядеть как только один отклик. К счастью, анализаторы спектра имеют целый набор разрешающих полосовых фильтров (ПЧ), поэтому обычно можно выбрать один достаточно узкополосный фильтр для того, чтобы различить близко расположенные по частоте сигналы.

В технических данных приборов компании Keysight разрешающая способность определяется указанием полос пропускания по уровню -3 дБ имеющихся фильтров ПЧ. Это число показывает, насколько близко друг к другу могут находиться сигналы и при этом все ещё быть различимыми. В данном случае здесь наблюдается впадина глубиной около 3 дБ между двумя пиками графиков этих сигналов.

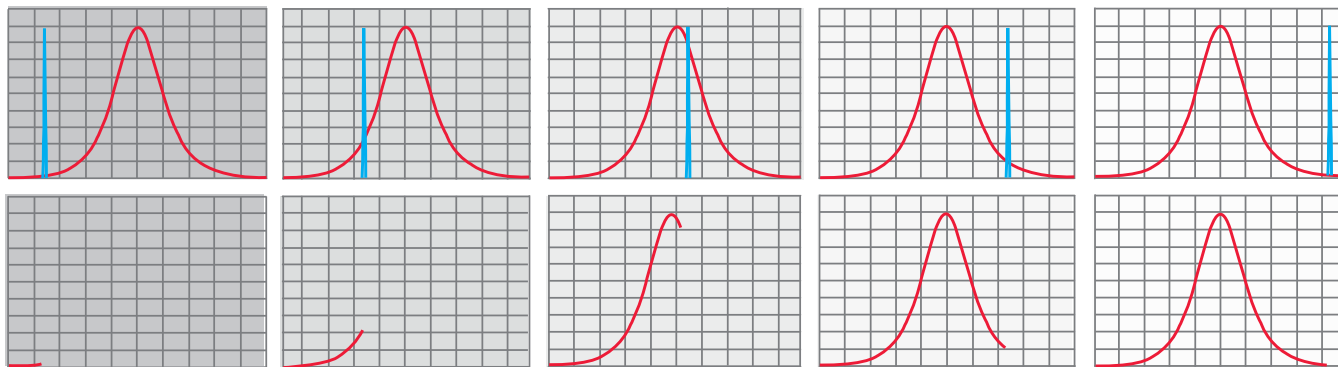


Рисунок 2-6. По мере того как в процессе свипирования продукт смешения проходит через фильтр ПЧ, форма амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра воспроизводится на экране дисплея.

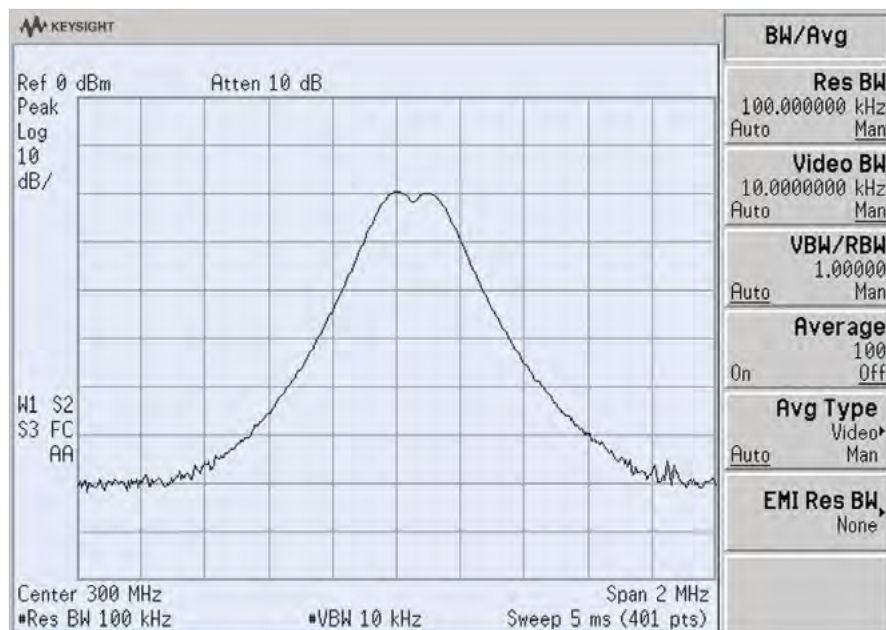


Рисунок 2-7. Два синусоидальных сигнала одинаковой амплитуды, разделённые полосой пропускания по уровню -3 дБ выбранного фильтра ПЧ, можно различить.

- При экспериментах с разрешением на анализаторе спектра с использованием нормального режима детектирования (режим rosenfell) (см. подраздел "Типы детекторов" далее в этом разделе), используйте достаточную видеофильтрацию для создания гладкого графика. Иначе их отображения будут накладываться друг на друга и отображаться как один единственный отклик. И хотя этот график ясно показывает наличие более чем одного сигнала, амплитуды индивидуальных сигналов определить весьма трудно. Анализаторы спектра, в которых режим детектирования максимума (Positive Peak) установлен в качестве режима детектирования по умолчанию, могут не показывать эффект наложения. В этом случае эффект наложения можно наблюдать, включив режим детектирования мгновенного значения (Sample).

Как следует из рисунка 2-7, сигналы могут находиться ещё ближе друг к другу, прежде чем их графики полностью сольются, но полоса пропускания по уровню -3 дБ является хорошим практическим методом для разрешения сигналов одинаковой амплитуды³.

Значительно чаще нам приходится иметь дело с синусоидальными сигналами, амплитуды которых не равны. В этом случае синусоидальный сигнал с меньшей амплитудой может быть фактически потерян под скатами отклика (под “юбкой”) синусоидального сигнала с большей амплитудой. Этот эффект показан на рисунке 2-8. Верхний отклик выглядит как единственный сигнал, но в действительности здесь представлены два сигнала: один на частоте 300 МГц (0 дБм), а другой – на частоте $300,005$ МГц (-30 дБм). Нижний отклик отображается на экране дисплея после того, как был удалён сигнал 300 МГц.

Для разрешающих фильтров приводится ещё одна техническая характеристика: избирательность полосы пропускания (либо избирательность, либо коэффициент прямоугольности). Избирательность помогает определить разрешающую способность для синусоидальных сигналов, амплитуды которых не равны. Для анализаторов компании Keysight избирательность обычно определяется как отношение полосы пропускания по уровню -60 дБ к полосе пропускания по уровню -3 дБ, как показано на рисунке 2-9. Аналоговые фильтры в анализаторах компании Keysight представляют собой четырехзвенную синхронно-настраиваемую схему с формой АЧХ, приближающейся к гауссовой⁴. Такой тип фильтра характеризуется избирательностью, приблизительно равной $12,7:1$.

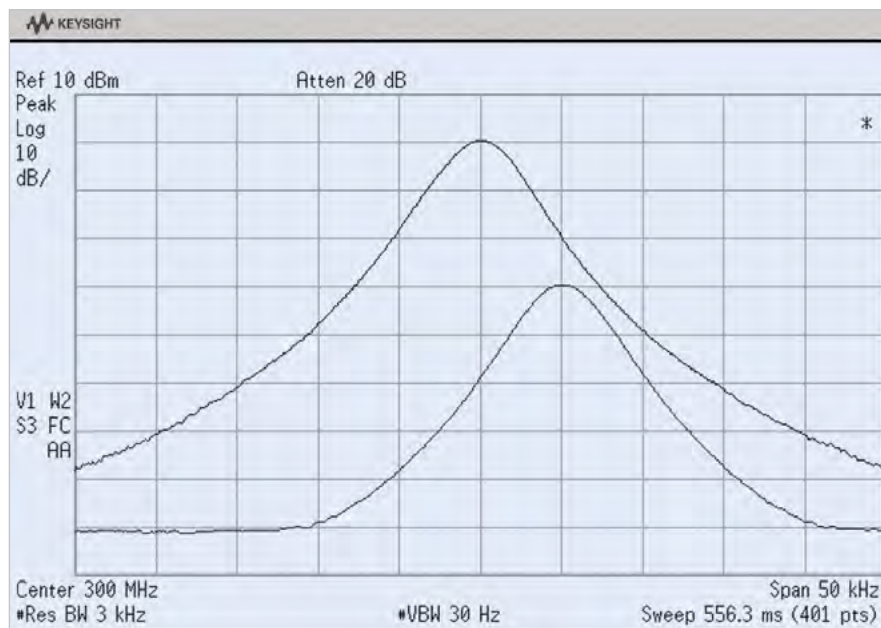


Рисунок 2-8. Сигнал низкого уровня может быть потерян под скатами отклика сигнала более высокого уровня.

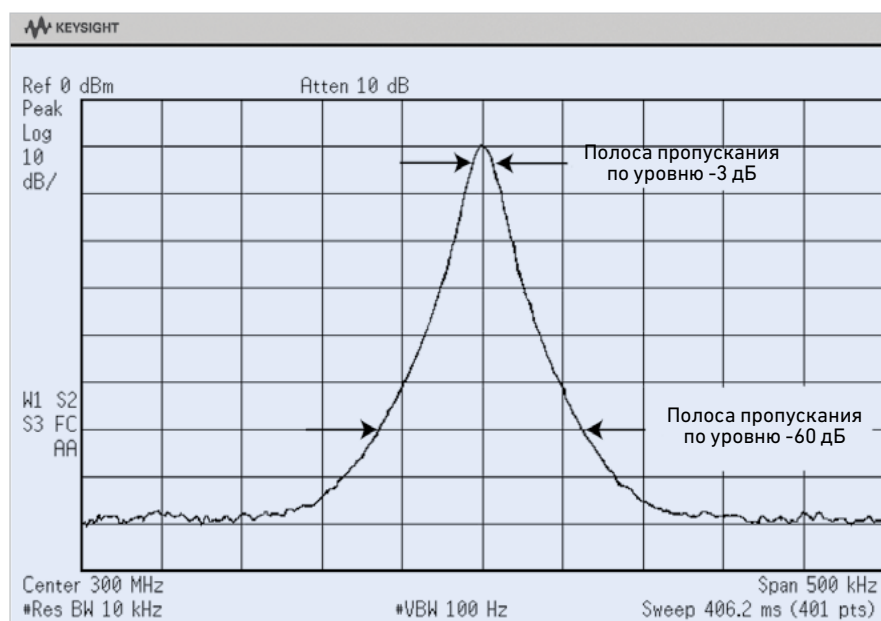


Рисунок 2-9. Избирательность определяется как отношение полосы пропускания по уровню -60 дБ к полосе пропускания по уровню -3 дБ.

4. Некоторые старые анализаторы спектра использовали 5-звенные фильтры для самых узких полос пропускания, чтобы обеспечить улучшенную избирательность (примерно $10:1$). Современные схемы способны достичь даже лучшей избирательности, используя цифровые фильтры ПЧ.

В качестве примера определим, какую полосу пропускания мы должны выбрать, чтобы различить сигналы, которые отличаются на 4 кГц и 30 дБ, предполагая, что избирательность равна 12,7:1. Поскольку мы решаем вопрос подавления сигнала с большей амплитудой, когда анализатор настраивается на сигнал с меньшей амплитудой, мы должны рассматривать не полную полосу пропускания, а только область частот между центральной частотой и скатом ("юбкой") амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра. Чтобы определить, насколько сильно снижается АЧХ фильтра при заданной отстройке, используем следующее уравнение:

$$H(\Delta f) = -10(N) \lg [(\Delta f/f_0)^2 + 1],$$

где

$H(\Delta f)$ - уровень подавления АЧХ фильтра, дБ

N - число звеньев фильтра,

Δf - отстройка от центральной частоты, Гц

$$f_0 \text{ имеет вид } \frac{RBW}{2\sqrt{2^{1/N}-1}}$$

где RBW - полоса пропускания

Для нашего примера $N = 4$ и $\Delta f = 4000$. Давайте сначала попробуем разрешающий полосовой фильтр 3 кГц. Сначала вычислим f_0 :

$$f_0 = \frac{3000}{2\sqrt{2^{1/4}-1}} = 3448,44$$

Теперь можно определить подавление фильтра при отстройке 4 кГц:

$$H(4000) = -10(4) \lg [(4000/3448,44)^2 + 1] = -14,8 \text{ дБ}$$

Этого недостаточно, чтобы позволить нам увидеть сигнал с меньшей амплитудой. Давайте снова рассчитаем $H(\Delta f)$ для случая использования полосового фильтра 1 кГц:

$$f_0 = \frac{1000}{2\sqrt{2^{1/4}-1}} = 1149,48$$

Это позволяет вычислить подавление фильтра:

$$H(4000) = -10(4) \lg [(4000/1149,48)^2 + 1] = -44,7 \text{ дБ}$$

Таким образом, разрешающий полосовой фильтр 1 кГц позволяет обнаружить сигнал с меньшей амплитудой, как показано на рисунке 2-10.

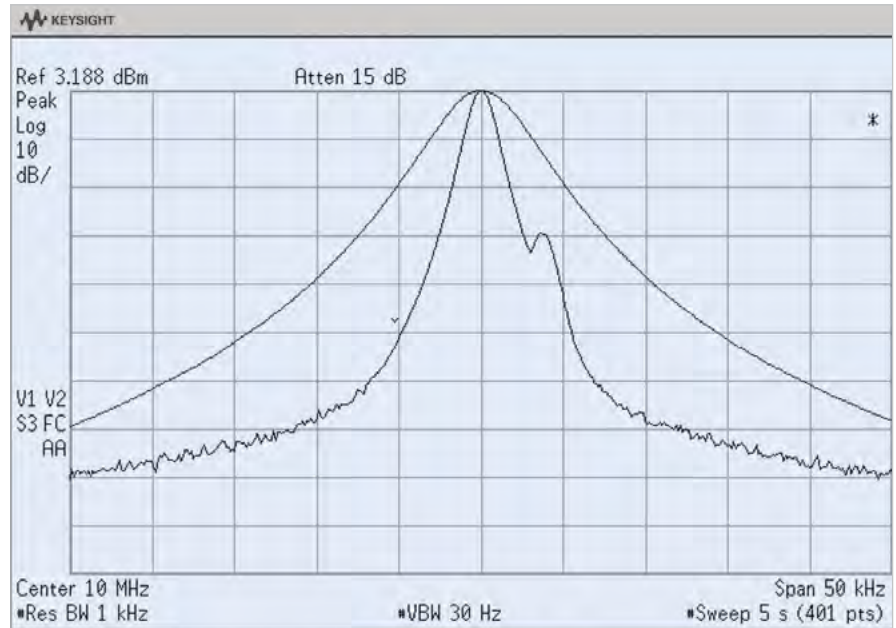


Рисунок 2-10. Фильтр с полосой пропускания 3 кГц (верхний график) не обеспечивает разрешение, позволяющее обнаружить сигнал с меньшей амплитудой; уменьшение полосы пропускания до 1 кГц (нижний график) позволяет это сделать.

Цифровые фильтры

Некоторые анализаторы спектра используют цифровые технологии для реализации своих разрешающих полосовых фильтров. Цифровые фильтры могут обеспечить ряд важных преимуществ, таких как значительное улучшение избирательности фильтров. Анализаторы сигналов PSA и серии X компании Keysight реализуют все полосы пропускания цифровыми методами. В других анализаторах, таких как анализаторы серии ESA-E компании Keysight, применён гибридный подход, использующий аналоговые фильтры для более широких полос пропускания, и цифровые фильтры – для полос пропускания 300 Гц и меньше. Более подробная информация по цифровым фильтрам приведена в разделе 3.

Остаточная частотная модуляция (ЧМ)

Нестабильность характеристик и остаточная ЧМ гетеродинов анализатора, в особенности первого гетеродина, часто определяют минимальную используемую полосу пропускания. Нестабильный ЖИГ-генератор (генератор, в резонаторе которого используется сфера из железо-иттриевого граната), использовавшийся в ранних моделях

анализаторов, обычно имел остаточную ЧМ около 1 кГц. Поскольку эта нестабильность передавалась любым продуктам смещения, включающим сигнал гетеродина, не было смысла иметь полосы пропускания более узкие, чем 1 кГц, так как было невозможно определить, что является источником нестабильности: входной сигнал или гетеродин.

Однако современные анализаторы имеют существенно улучшенные характеристики остаточной ЧМ. Например, номинальное значение остаточной ЧМ в анализаторах PXA компании Keysight составляет 0,25 Гц; в анализаторах серии PSA - от 1 до 4 Гц; в анализаторах серии ESA - от 2 до 8 Гц. Это позволяет во многих анализаторах иметь полосы пропускания с шириной до 1 Гц, и если мы сегодня наблюдаем какую-то нестабильность на экране анализатора спектра, это обусловлено входным сигналом.

Фазовый шум

Ни один из генераторов не является идеально стабильным. Даже если мы не можем видеть реально существующий джиттер частоты гетеродина анализатора спектра, можно наблюдать проявление нестабильности частоты гетеродина или фазы, которое получило название фазового шума.

Все генераторы являются в некоторой степени частотно- или фазово-модулированными случайным шумом. Как отмечено выше, всякая нестабильность гетеродина переносится на любой продукт смещения сигнала гетеродина и входных сигналов. Поэтому боковые полосы модуляции, обусловленные фазовым шумом сигнала гетеродина, присутствуют вокруг любой спектральной составляющей на экране дисплея и значительно превышают уровень широкополосных собственных шумов системы (см. рисунок 2-11). Разность амплитуд отображаемой спектральной составляющей и фазового шума – функция нестабильности гетеродина. Чем более стабилен гетеродин, тем меньше амплитуда (уровень) фазового шума. Разность амплитуд является также функцией полосы пропускания. При уменьшении полосы пропускания в десять раз отображаемый уровень фазового шума уменьшится на 10 дБ⁵.

Форма спектра фазового шума зависит от конструкции анализатора, особенно от сложности схемы ФАПЧ гетеродина, используемой для стабилизации частоты гетеродина. В некоторых анализаторах спектр фазового шума представляет собой относительно плоский пьедестал в пределах полосы пропускания контура стабилизации. В других анализаторах фазовый шум может уменьшаться в зависимости от частотной отстройки от сигнала. Фазовый шум определяется в дБн (в дБ относительно несущей), и нормируется к полосе мощности шума 1 Гц. Иногда он нормируется при определённых частотных отстройках. В других случаях приводится кривая, показывающая характеристики фазового шума в диапазоне частотных отстроек. Обычно мы можем увидеть собственный

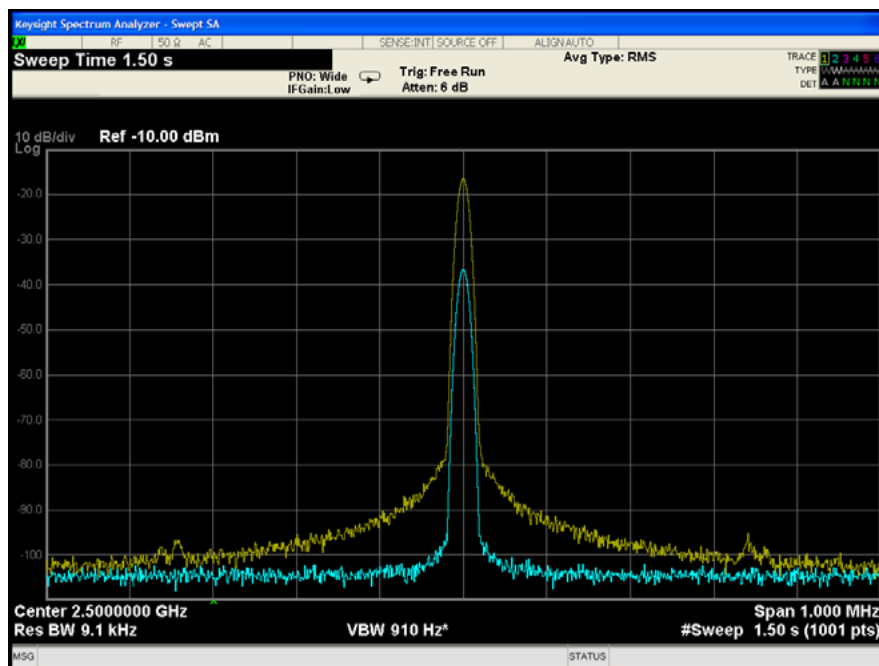


Рисунок 2-11. Фазовый шум отображается только тогда, когда сигнал отображается значительно выше уровня собственных шумов системы.

фазовый шум анализатора спектра только при использовании более узких разрешающих фильтров, когда фазовый шум перекрывает нижние области АЧХ этих фильтров. Использование цифровых фильтров, упомянутых выше, не меняет этого эффекта. Для фильтров с более широкой полосой пропускания фазовый шум скрыт АЧХ фильтра, как и в случае двух синусоидальных сигналов с неравными амплитудами, рассмотренном ранее.

Современные анализаторы спектра и или сигналов, такие как анализаторы серии X компании Keysight, позволяют выбирать разные режимы стабилизации гетеродина с целью оптимизации фазового шума для различных условий измерений. Например, анализатор сигналов PXA предлагает следующие три режима:

- **Оптимизация фазового шума для частотных отстроек < 140 кГц от несущей**

В этом режиме фазовый шум гетеродина оптимизируется для области вблизи несущей за счёт ухудшения фазового шума при отстройках от несущей, превышающих 140 кГц.

- **Оптимизация фазового шума для**

- **частотных отстроек > 160 кГц от несущей**

В этом режиме фазовый шум гетеродина оптимизируется для отстроек от несущей, превышающих 160 кГц.

- **Оптимизация гетеродина для быстрой перестройки (Fast Tuning)**

Если выбран этот режим, характеристики фазового шума гетеродина ухудшаются при всех отстройках от несущей до приблизительно 2 МГц. Этот режим минимизирует время измерения и обеспечивает максимальную производительность измерений при изменении центральной частоты и полосы обзора.

В анализаторах сигналов PXA можно

5. Этот эффект проявляется таким же образом и для широкополосных собственных шумов (либо для любого широкополосного шумового сигнала). См. раздел 5 “Чувствительность и шум”.

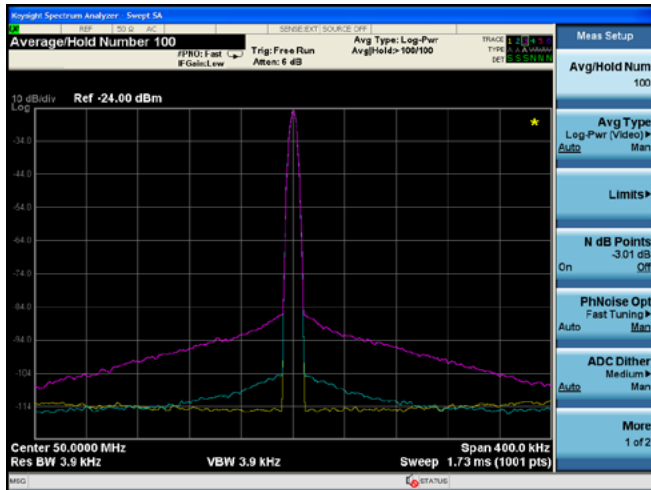


Рисунок 2-12а. Характеристики фазового шума можно оптимизировать для различных условий измерений.



Рисунок 2-12б. Более подробное изображение в области отстроек от несущей до 140 кГц

также установить автоматический режим оптимизации фазового шума. В этом случае автоматически устанавливается режим работы анализатора, оптимизирующий скорость или динамический диапазон для различных рабочих условий. Если полоса обзора $> 44,44$ МГц или полоса пропускания $> 1,9$ МГц, анализатор PXA выбирает режим быстрой перестройки (Fast Tuning). В другом случае PXA автоматически выбирает оптимизацию фазового шума вблизи несущей (Best Close-In Phase Noise), если центральная частота < 195 кГц, либо если центральная частота ≥ 1 МГц и при этом полоса обзора $\leq 1,3$ МГц, а полоса пропускания ≤ 75 кГц. Если эти условия не выполняются, PXA автоматически выбирает оптимизацию фазового шума для больших отстроек от несущей (Best Wide-Offset Phase Noise).

В любом случае, фазовый шум становится основным ограничением способности анализатора различать сигналы с неравными амплитудами. Как показано на рисунке 2-13, мы можем различить два сигнала, используя выбранные значения полосы пропускания по уровню -3 дБ и избирательности, но только затем обнаружить, что фазовый шум перекрывает сигнал с меньшей амплитудой.

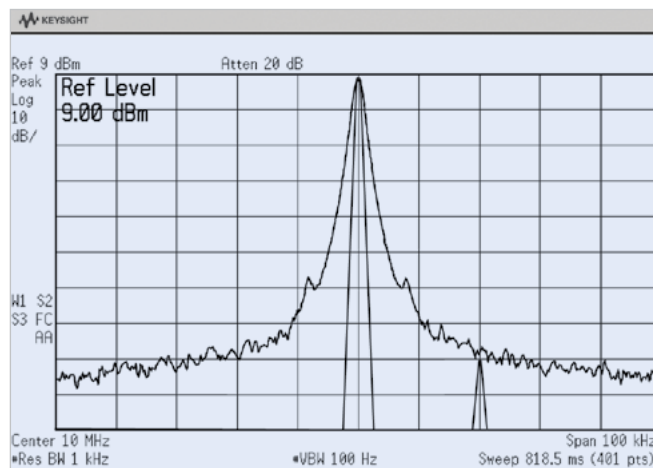


Рисунок 2-13. Фазовый шум может помешать разрешить сигналы с неравными амплитудами.

Время развёртки

Аналоговые фильтры

Если бы разрешающая способность была единственным критерием оценки качества анализатора спектра, мы могли бы разработать анализатор спектра с разрешающим фильтром (ПЧ), имеющим самую узкую из возможных полосу пропускания, и на этом остановиться. Но разрешающая способность влияет на время развёртки (время свипирования), а оно имеет большое значение. Время развёртки непосредственно влияет на то, как долго придётся ждать завершения измерения.

Влияние разрешающей способности обусловлено тем, что фильтры ПЧ являются схемами с ограниченной полосой пропускания, которым требуется конечное время для заряда и разряда. Если продукты смещения перестраиваются по частоте через фильтр слишком быстро, происходит уменьшение отображаемой амплитуды, как показано на рисунке 2-14 (см. подраздел “Детектор огибающей” далее в этом разделе, где будет описан иной подход к времени отклика ПЧ). Если рассмотреть вопрос о том, как долго продукт смещения находится в полосе пропускания фильтра ПЧ, то окажется, что это время прямо пропорционально полосе пропускания и обратно пропорционально развёртке в Гц на единицу времени или:

Время нахождения в полосе пропускания =

$$\frac{RBW}{Span/ST} = \frac{(RBW)(ST)}{Span}$$

Где

RBW = полоса пропускания

Span = полоса обзора

ST = время развёртки.

С другой стороны, время нарастания фильтра обратно пропорционально его полосе пропускания, и если мы введём коэффициент пропорциональности, k , то:

$$\text{Время нарастания} = \frac{k}{RBW}$$

Если приравнять эти два выражения и решить полученное уравнение, чтобы определить время развёртки, получим:

$$\frac{k}{RBW} = \frac{(RBW)(ST)}{Span}$$

$$\text{или } ST = \frac{k (Span)}{RBW^2}$$

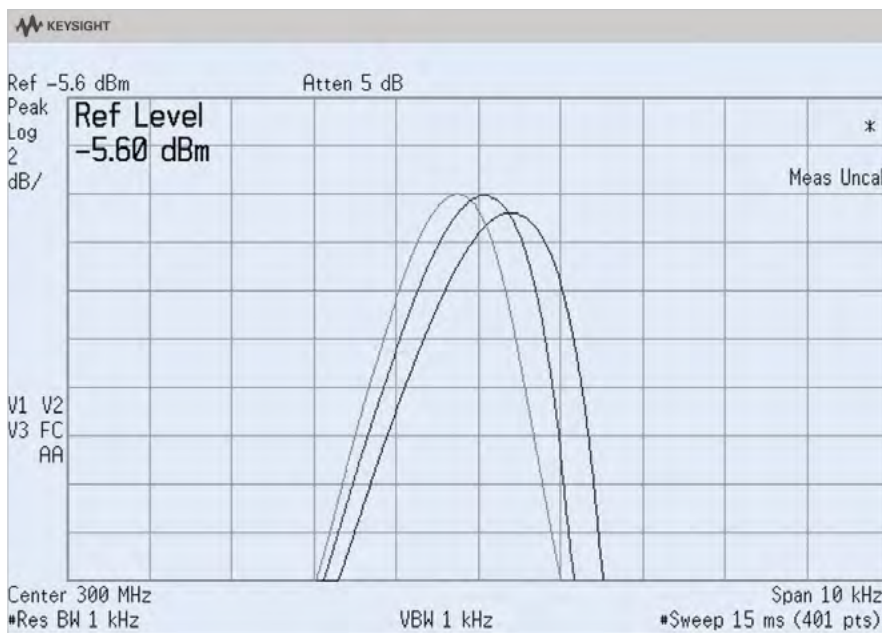


Рисунок 2-14. Слишком быстрая развёртка (быстрое свипирование) по частоте вызывает уменьшение отображаемой амплитуды и смещение отображаемой частоты.

Для синхронно-настраиваемых фильтров, близких к Гауссовым, которые используются во многих аналоговых анализаторах, значение k находится в диапазоне от 2 до 3.

Основная идея здесь заключается в том, что любое изменение разрешающей способности имеет существенное влияние на время развёртки. В старых аналоговых анализаторах полоса пропускания обычно устанавливалась в последовательности 1, 3, 10 или в отношениях с шагами, приблизительно равными квадратному корню из десяти. Поэтому с каждым шагом изменения разрешающей способности время развёртки изменялось почти в 10 раз. Анализаторы сигналов серии X компании Keysight обеспечивают шаг изменения полосы пропускания всего 10%, что позволяет достичь лучшего компромисса между полосой обзора, разрешающей способностью и временем развёртки.

Анализаторы спектра автоматически связывают время развёртки с установками полосы обзора и полосы пропускания. Время развёртки настраивается для поддержания калиброванного отображения на экране дисплея. При необходимости пользователь может отключить автоматическую установку и выставить время развёртки вручную. Если выставить слишком короткое время развёртки, анализатор выводит сообщение, что дисплей не откалиброван (“Meas Uncal”) в правой верхней части масштабной сетки.

Цифровые фильтры

Цифровые разрешающие фильтры, используемые в анализаторах спектра компании Keysight, оказывают влияние на время развёртки, которое отличается от влияния аналоговых фильтров, о которых только что шла речь. При анализе в режиме с развёрткой (сweeping) частоты фильтры, реализованные цифровыми методами, не требуя какой-либо последующей обработки, могут повысить быстродействие от двух до четырёх раз.

Однако, анализаторы сигналов серии X с опцией FS1 запрограммированы таким образом, чтобы скорректировать эффект, связанный со слишком быстрой развёрткой частоты, для полос пропускания между приблизительно 3 кГц и 100 кГц. В результате время развёртки может быть сокращено до миллисекунд, в зависимости от конкретных установок. См. рисунок 2-14а. Время развёртки без коррекции могло бы занять 79,8 с. Рисунок 2-14b показывает, что время развёртки равно 1,506 с с установленной опцией FS1. Для самых широких полос пропускания времена развёртки уже являются короткими. Например, используя формулу при $k = 2$, полосе обзора 1 ГГц и полосе пропускания 1 МГц, получим, что вычисленное время развёртки будет равно всего лишь 2 мс.

Для более узких полос пропускания анализаторы, подобные анализаторам сигналов серии X компании Keysight, используют при обработке данных быстрое преобразование Фурье (БПФ), что также обеспечивает более короткие времена развёртки, чем предсказывает формула. Из-за того, что анализируемый сигнал обрабатывается в частотных блоках, зависящих от конкретного анализатора, возникает разность. Например, при использовании частотных блоков 1 кГц и выборе полосы пропускания 10 Гц анализатор фактически одновременно обрабатывает данные в каждом блоке 1 кГц через 100 смежных фильтров 10 Гц. Если бы цифровая обработка была мгновенной, то можно было бы ожидать уменьшения времени развёртки в 100 раз. На практике коэффициент уменьшения гораздо меньше, но всё же значителен. Более подробная информация о преимуществах цифровой обработки приведена в разделе 3.

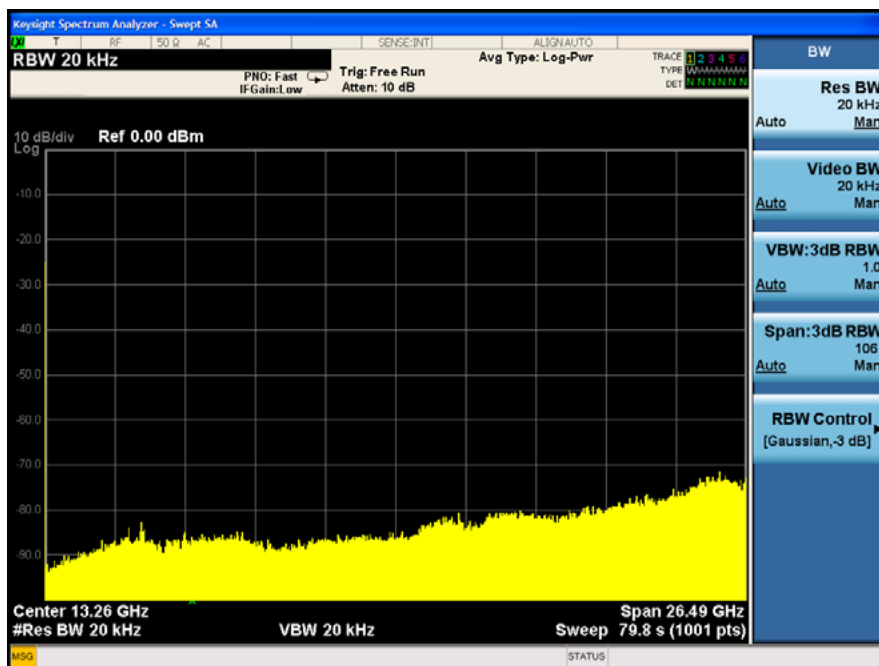


Рисунок 2-14а. Время развёртки полной полосы обзора, полоса пропускания = 20 кГц, без опции FS1

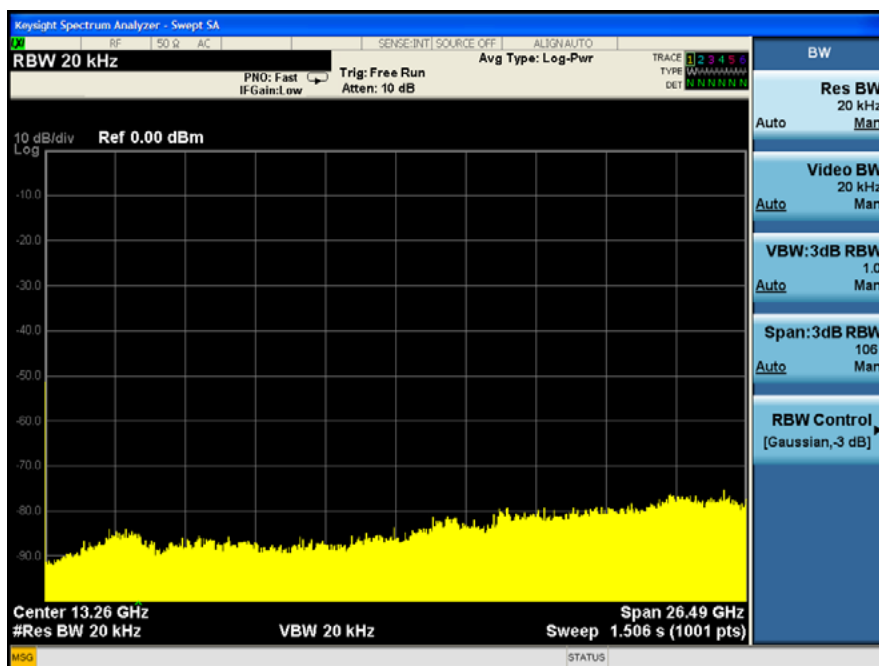


Рисунок 2-14b. Время развёртки полной полосы обзора, полоса пропускания = 20 кГц, с опцией FS1

Дополнительная информация

Более полную информацию об измерениях при быстрых скоростях развёртки можно найти в рекомендациях по применению *Using Fast-Sweep Techniques Accelerate Spur Searches* (Использование методов измерений при высоких скоростях развёртки для ускорения поиска паразитных составляющих), номер публикации 5991-3739EN

Детектор огибающей⁶

Старые анализаторы обычно преобразовывали сигнал ПЧ в видеосигнал при помощи детектора огибающей⁷. В простейшем случае детектор огибающей состоит из диода, резистивной нагрузки и ФНЧ (см. рисунок 2-15). Сигнал на выходе тракта ПЧ, в данном примере - синусоидальный сигнал, модулированный по амплитуде, поступает на вход детектора. Отклик детектора повторяет изменения огибающей сигнала ПЧ, но не мгновенные значения самого синусоидального сигнала ПЧ.

Для большинства измерений полосу пропускания выбирают достаточно узкой, чтобы разрешить отдельные спектральные составляющие входного сигнала. Если зафиксировать частоту гетеродина так, чтобы анализатор настраивался на одну из спектральных составляющих, на выходе тракта ПЧ будет устойчивый синусоидальный сигнал с постоянной амплитудой. Тогда на выходе детектора огибающей будет напряжение постоянного тока, и не будет никаких изменений, которые отслеживал бы детектор.

Иногда мы сами намеренно выбираем полосу пропускания достаточно широкой, чтобы она включала две или больше спектральных составляющих. В других случаях у нас нет выбора. Спектральные составляющие ближе по частоте, чем ширина самой узкой полосы пропускания. Предположим, что в полосе пропускания имеются только две спектральные составляющие. Мы получим два взаимодействующих синусоидальных сигнала, создающих тон биения, а огибающая сигнала ПЧ будет изменяться, как показано на рисунке 2-16, в соответствии с изменением фазы между этими двумя синусоидальными сигналами.

Дополнительная информация

Дополнительная информация о детекторах огибающей приведена в рекомендациях по применению *Spectrum and Signal Analyzer Measurements and Noise* (Измерения и шум анализаторов спектра и сигналов), номер публикации 5966-4008E.

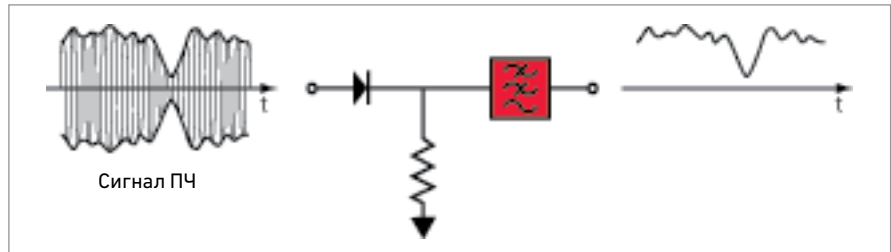


Рисунок 2-15. Детектор огибающей

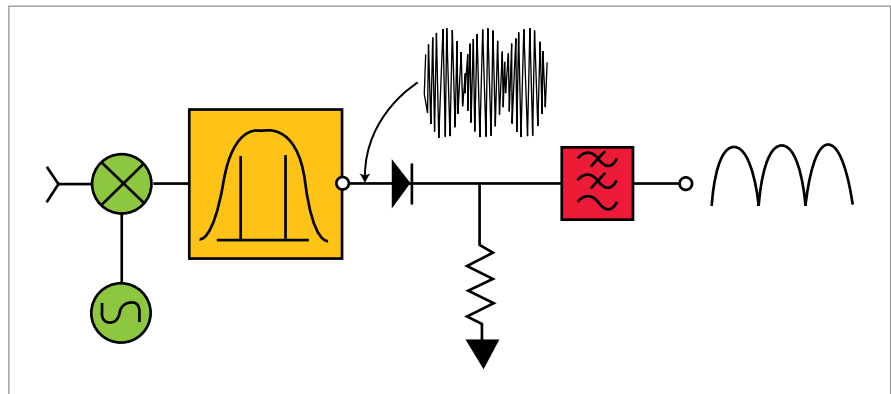


Рисунок 2-16. Выходной сигнал детектора огибающей отслеживает максимумы (пики) сигнала ПЧ.

Ширина полосы разрешающего фильтра (ПЧ) определяет максимальную скорость, с которой может изменяться огибающая сигнала ПЧ. Эта полоса определяет, насколько далеко могут быть разнесены два входных синусоидальных сигнала, чтобы после смещения они одновременно оказались внутри полосы пропускания фильтра. Пусть конечная ПЧ равна 22,5 МГц, а полоса пропускания - 100 кГц. Два входных сигнала, разнесенные на 100 кГц, будут создавать продукты смещения на частотах 22,45 и 22,55 МГц и будут удовлетворять этому критерию (см. рисунок 2-16). Детектор должен следовать за изменениями огибающей, созданными этими двумя сигналами, но не за самим сигналом ПЧ 22,5 МГц.

Детектор огибающей - это то, что делает анализатор спектра вольтметром. Повторим рассмотренную выше ситуацию, когда мы одновременно имели два равных по амплитуде сигнала в полосе пропускания ПЧ. Измеритель мощности покажет уровень мощности на 3 дБ выше мощности каждого сигнала, то есть полную мощность двух сигналов. Предположим, что два сигнала расположены так тесно, что с анализатором, настроенным на середину интервала между ними, ослабление за счет спада АЧХ

фильтра⁸ является пренебрежимо малым. Изображение на экране дисплея анализатора будет изменяться между значением, которое является двойным напряжением любого из сигналов (6 дБ) и нулём (минус бесконечность на логарифмической шкале). Мы должны помнить, что эти два сигнала являются синусоидальными сигналами (векторами) на разных частотах, и поэтому они непрерывно изменяются по фазе друг относительно друга. В некоторый момент времени они точно суммируются по фазе, а в другой - находятся в противофазе.

Таким образом, детектор огибающей следует за изменениями амплитудных значений максимумов (пиков) сигнала ПЧ, но не за мгновенными значениями, что приводит к потере информации о фазе. Это даёт анализатору его характеристики вольтметра.

При реализации полос пропускания с использованием цифровых технологий аналоговый детектор огибающей не применяется. Вместо этого в результате цифровой обработки вычисляется квадратный корень из суммы квадратов данных I и Q, что является математическим эквивалентом детектора огибающей. Для получения более подробной

6. Не следует путать детектор огибающей с детекторами отображения. Подробнее см. подраздел "Типы детекторов" далее в этом разделе.
7. Сигнал с диапазоном частот от постоянного тока до некоторой более высокой частоты, определяемой элементами цепи. Исторически анализаторы спектра с аналоговыми дисплеями напрямую использовали этот сигнал для управления платами вертикального отклонения луча ЭЛТ. С того времени он и известен как видеосигнал.
8. Для данного обсуждения мы предполагаем, что фильтр - идеально прямоугольный.

информации о цифровой архитектуре обращайтесь к разделу 3.

Дисплеи

До середины 1970-х годов анализаторы спектра были исключительно аналоговыми. График, отображаемый на экране дисплея, представлял собой непрерывную индикацию огибающей сигнала, и никакой информации при этом не терялось. Однако, у аналоговых дисплеев были свои недостатки. Основная проблема заключалась в управлении длительными временами развёртки, требуемыми при использовании узких полос пропускания. В предельных случаях изображение превращалось в точку, медленно перемещающуюся по экрану ЭЛТ, которая не формировала на экране никакого графика. Поэтому

содержательного отображения при длительных временах развёртки было невозможно добиться.

Компания Keysight (в то время - часть компании Hewlett-Packard) разработала запоминающую ЭЛТ с переменным временем послесвечения, на экране которой можно было регулировать скорость угасания изображения. При правильной настройке старый график затухал именно в том месте, где новый график обновлял изображение. Изображение было непрерывным, не имело мерцаний и сбивающих с толку наложений. Эта ЭЛТ работала достаточно хорошо, но требовала перенастройки интенсивности свечения и скорости угасания для каждого новых условий измерения. Когда в середине 1970-х годов стали доступны цифровые схемы, они стали

быстро использоваться в анализаторах спектра. Теперь, как только график оцифровывался и сохранялся в памяти, он становился постоянно доступным для отображения на дисплее. Обновлять изображение на экране дисплея с частотой, обеспечивающей отсутствие мерцания, без уменьшения чёткости и угасания стало простым делом. Данные в памяти обновлялись со скоростью развёртки, и, поскольку содержимое памяти записывалось в дисплей с частотой, обеспечивающей отсутствие мерцания, можно было следить за этими обновлениями по мере того, как анализатор выполнял развёртку (сви́пирование) по частоте в выбранной полосе обзора, - точно так же, как это мы могли делать в аналоговых системах.

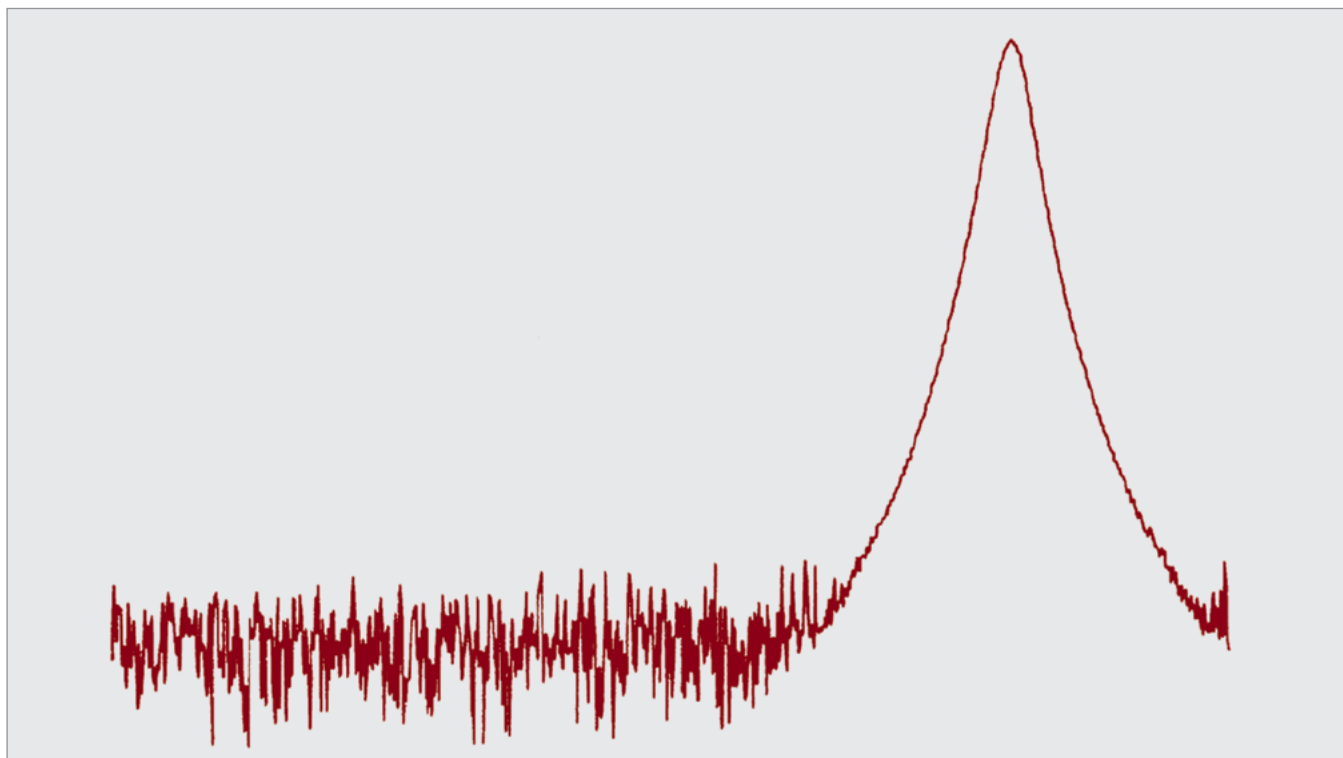


Рисунок 2-17. Какое значение должно отображаться в каждой точке при оцифровке аналогового сигнала?

Типы детекторов

При работе с цифровыми дисплеями мы должны решить, какое значение должно отображаться в каждой отображаемой точке данных. Неважно, сколько точек данных мы используем на экране дисплея, каждая из них должна представлять то, что происходило в пределах некоторого диапазона частот и временного интервала (хотя мы обычно не мыслим в единицах измерения времени, когда работаем с анализатором спектра).

Это как если бы данные для каждого диапазона частот и временного интервала сбрасывались в свой сегмент памяти, и мы применяли бы математические методы, необходимые для извлечения требуемого элемента информации из нашего входного сигнала. Этот элемент информации помещается в память и отображается на экране дисплея. Такой подход обладает большой гибкостью.

Далее мы рассмотрим шесть различных типов детекторов.

На рисунке 2-18 каждый сегмент содержит данные из соответствующего диапазона частот или периода времени. Ширина сегмента определяется следующими выражениями:

Частота:

ширина сегмента = (полоса обзора) / (число точек графика – 1)

Время:

ширина сегмента = (время развертки) / (число точек графика – 1)

Значение частоты дискретизации в разных приборах будет отличаться, но наибольшая точность получается в результате уменьшения полосы обзора или увеличения времени развертки, поскольку число выборок в каждом сегменте в любом из этих случаев будет увеличиваться. Даже в анализаторах с цифровыми трактами ПЧ значения частоты дискретизации и режимы интерполяции определяются таким образом, чтобы обеспечить непрерывную обработку данных.

Концепция "сегмента" является очень важной, поскольку она поможет различать шесть типов детекторов:

- детектор мгновенного значения (Sample)
- детектор положительного пика (также просто называемый пиковым детектором) (Positive peak)

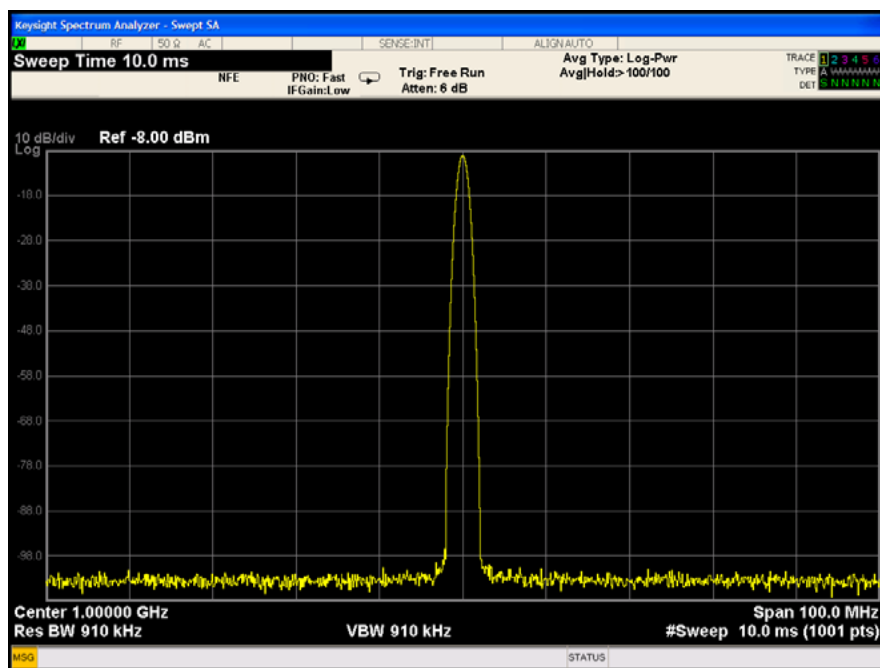


Рисунок 2-18. Каждая из 1001 точек графика (каждой из которых соответствует сегмент памяти) перекрывает диапазон частот 100 кГц и временной интервал 0,01 мс.

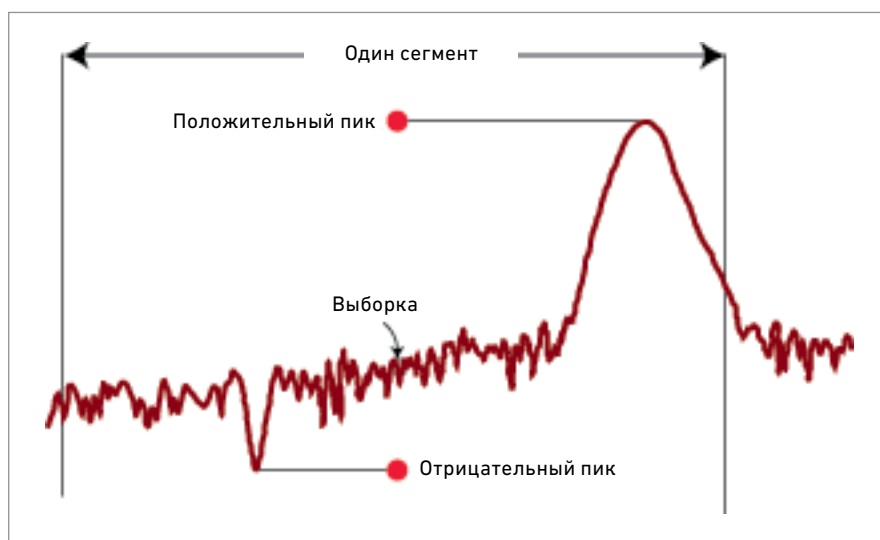


Рисунок 2-19. Точка графика, сохранённая в памяти, основывается на алгоритме типа детектора.

- детектор отрицательного пика (Negative peak)
- нормальный детектор (Normal)
- детектор среднего значения (Average)
- квазипиковый детектор (Quasipeak)

Первые три детектора, **детектор мгновенного значения**, **пиковый детектор** и **детектор отрицательного пика** достаточно просты для понимания и наглядно представлены на рисунке 2-19. **Нормальный детектор**, **детектор среднего значения** и **квазипиковый детектор** являются более сложными и будут обсуждаться позже.

Давайте вернемся к вопросу о том, как отображать аналоговые сигналы как можно более точно, используя цифровые методы. Представим себе ситуацию, показанную на рисунке 2-17, где на дисплее отображается только шум и один непрерывно генерируемый сигнал (НГ-сигнал).

Детектирование мгновенного значения

Для иллюстрации первого метода давайте просто выберем в качестве точки данных мгновенное значение уровня сигнала в центре каждого сегмента (см. рисунок 2-19). Это будет режим детектирования мгновенного значения. Чтобы график выглядел непрерывным, мы разработали систему, которая вычерчивает векторы между точками. При сравнении рисунков 2-17 и 2-20 кажется, что мы получили достаточно приемлемое изображение. Конечно, чем больше точек содержит график, тем качество воспроизведения аналогового сигнала будет лучше. Число доступных точек отображения может быть отличаться для разных анализаторов. В анализаторах сигналов серии X число точек отображения для графиков в частотной области можно устанавливать от 1 точки (минимум) до 40 001 (максимум). Как показано на рисунке 2-21, увеличение числа точек несомненно приближает нас к аналоговому сигналу.

Хотя режим детектирования **мгновенного значения** очень хорошо выявляет случайный характер шума, он не очень подходит для анализа синусоидальных сигналов. Если бы мы просматривали сигнал генератора комбинационных частот 250 кГц на анализаторе сигналов PXA компании Keysight, мы могли бы установить полосу обзора от 0 до 26,5 ГГц. Даже при использовании 1001 точки отображения, каждая точка представляет диапазон частот (сегмент) 26,5 МГц, что значительно шире максимальной полосы пропускания 8 МГц.

В результате, истинное значение амплитуды “зубцов гребёнки” будет отображаться только в том случае, если продукт смешения при взятии выборки случайно попадёт в центр ПЧ. На рисунке 2-22а этот же сигнал показан при использовании полосы обзора 10 МГц и полосы пропускания 750 Гц МГц в режиме детектирования **мгновенного значения**. “Зубцы гребенки” должны быть практически равными по амплитуде, как показано на рисунке 2-22б (где используется режим детектирования **пика**). Следовательно, режим детектирования **мгновенного значения** не захватывает все сигналы, и не обязательно отражает истинные пиковые значения отображаемых сигналов. Если полоса пропускания намного уже, чем интервал выборки (ширина сегмента), то режим детектирования мгновенного значения может привести к ошибочным результатам.



Рисунок 2-20. Режим детектирования мгновенного значения, использующий 10 точек для отображения сигнала, представленного на рисунке 2-17.

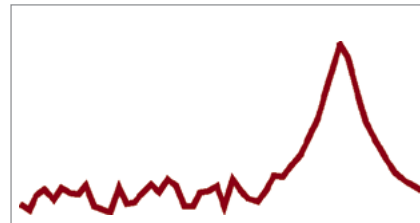


Рисунок 2-21. Большее число точек создаёт отображение, более близкое к аналоговому отображению.

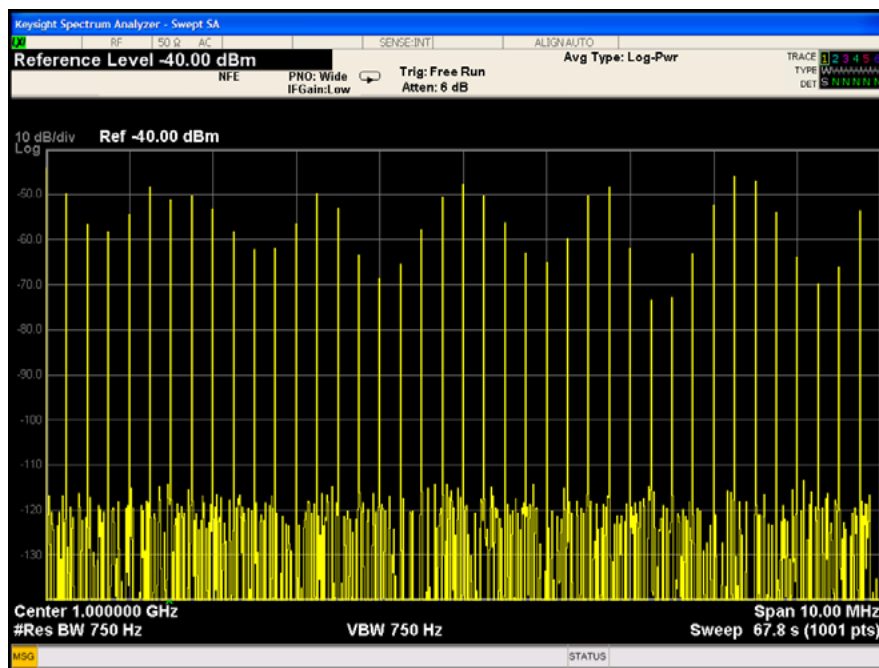


Рисунок 2-22а. Отображение сигнала генератора комбинационных частот 250 кГц при использовании полосы обзора 10 МГц, полосы пропускания 750 кГц и режима детектирования мгновенного значения.

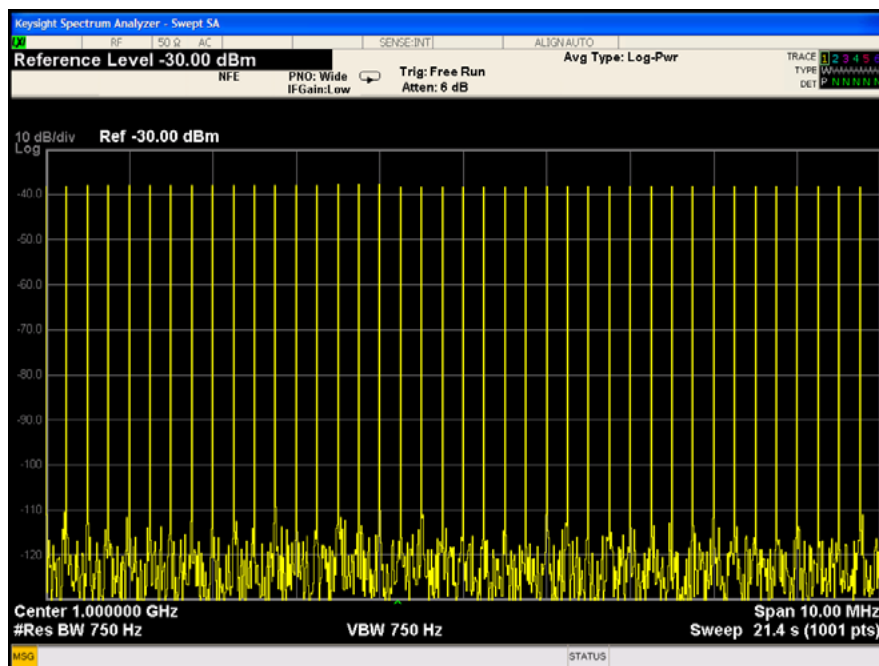


Рисунок 2-22б. Отображение сигнала генератора комбинационных частот при использовании полосы обзора 10 МГц и режима детектирования пика (положительного).

Детектирование (положительного) пика

Одним из способов обеспечения того, чтобы все синусоиды отображались со своими истинными амплитудами, является отображение максимального значения, встречающегося в каждом сегменте. Это режим детектирования положительного пика или пика. Он показан на рисунке 2-22б. Режим детектирования пика является режимом по умолчанию, предлагаемым многими анализаторами спектра, поскольку он гарантирует, что ни одна синусоида не будет пропущена, независимо от соотношения между полосой пропускания и шириной сегмента. Однако, в отличие от режима детектирования мгновенного значения, режим детектирования пика не дает хорошего отображения случайного шума, поскольку он отображает только максимальное значение в каждом сегменте и игнорирует истинную случайность шума. Поэтому анализаторы спектра, использующие режим детектирования пика в качестве основного режима, обычно также предоставляют режим детектирования мгновенного значения в качестве альтернативного.

Детектирование отрицательного пика

Режим детектирования отрицательного пика отображает минимальное значение, встречающееся в каждом сегменте. Обычно этот режим доступен в большинстве анализаторов спектра, хотя и не используется так же часто, как другие режимы детектирования. Отделение непрерывно генерируемых сигналов от импульсных при проверке электромагнитной совместимости – одно из применений, для которого детектирование отрицательного пика является важным. Позже в этих рекомендациях по применению мы увидим, как режим детектирования отрицательного пика также задействуется в процедурах идентификации сигналов при использовании внешних смесителей для измерений ВЧ-сигналов.

Нормальное детектирование

Чтобы обеспечить лучшее визуальное отображение случайного шума, чем предлагает режим детектирования **пика**, и одновременно избежать проблем с пропуском сигналов в режиме детектирования **мгновенного значения**, во многих анализаторах спектра предлагается режим **нормального** детектирования (неофициально известный как *rosenfell*⁹). Если сигнал в пределах сегмента и возростал, и снижался, как было определено детекторами положительного и отрицательного пика, то алгоритм классифицирует данный сигнал как шум.

В таком случае нечётная точка данных отображает максимальное значение, встретившееся в пределах её сегмента. А чётная точка данных отображает минимальное значение, встретившееся в пределах её сегмента. См. рисунок 2-25. Сравнение режимов **нормального** детектирования и детектирования **мгновенного значения** приведено на рисунках 2-23а и 2-23б.¹⁰

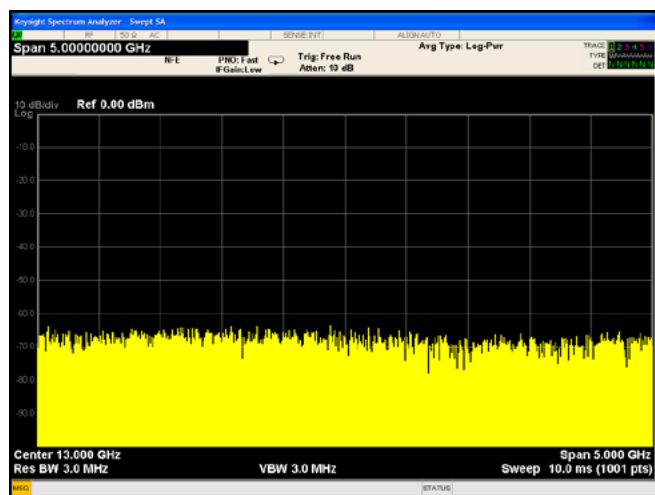


Рисунок 2-23а. Нормальный режим детектирования

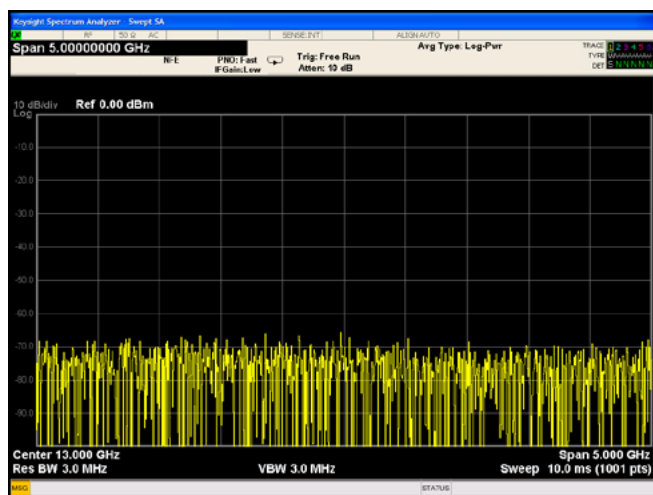


Рисунок 2-23б. Режим детектирования мгновенного значения

9. Rosenfell (розенфелл) – это не имя человека, а описание алгоритма, который проверяет, возростал (rose) и снижался (fell) ли сигнал в пределах одного сегмента, представленного данной точкой данных. Иногда может встретиться написание "rose'n'fell".
10. Из-за своей применимости для измерения шума детектор мгновенного значения обычно используется в приложениях "маркера шума". Аналогично, для измерения мощности в канале и мощности в соседнем канале требуется детектор такого типа, который мог бы выдавать результаты, не искаженные детектированием пика. Для анализаторов без усредняющих детекторов детектирование мгновенного значения является наилучшим выбором.

Что случится, если встретится синусоидальный сигнал? Мы знаем, что в процессе развёртки (сweeping) частоты по мере прохождения продукта смешения через фильтр ПЧ на экран дисплея анализатора выводится АЧХ этого фильтра. Если АЧХ фильтра распространяется на множество точек отображения, мы сталкиваемся с ситуацией, когда отображаемый сигнал только возрастает, пока продукт смешения приближается к центральной частоте фильтра, а затем только снижается, когда продукт смешения удаляется от центральной частоты фильтра. В любом из этих случаев детекторы положительного пика и отрицательного пика обнаружат изменение амплитуды только в одном направлении, и, в соответствии с алгоритмом нормального детектирования, в каждом сегменте будет отображаться максимальное значение (см. рисунок 2-24).

Что произойдет, если полоса пропускания будет узкой по отношению к ширине сегмента? Сигнал будет как возрастать, так и снижаться в пределах сегмента. Если сегмент является нечётным, то всё в порядке. Максимальное значение, встретившееся в сегменте, будет отображаться на экране в качестве следующей точки данных. Однако, если сегмент является чётным, то затем отобразится минимальное значение из этого сегмента. В зависимости от отношения ширины полосы пропускания к ширине сегмента это минимальное значение может отличаться от истинного пикового значения (того, которое мы ожидали увидеть на экране дисплея) незначительно или очень сильно. В крайнем случае, когда ширина сегмента намного превышает ширину полосы пропускания, разница между максимальным и минимальным значениями, встречающимися в сегменте, является полной разностью между значением пика сигнала и шумом. Это справедливо для примера, представленного на рисунке 2-25. Посмотрим на сегмент под номером 6. Пиковое значение предыдущего сегмента всегда сравнивается с пиковым значением текущего сегмента. Наибольшее из этих двух значений отображается, если сегмент является нечётным, как в случае с сегментом 7. Пик сигнала на самом деле имеет место в сегменте 6, но не отображается до тех пор, пока не наступит время сегмента 7.

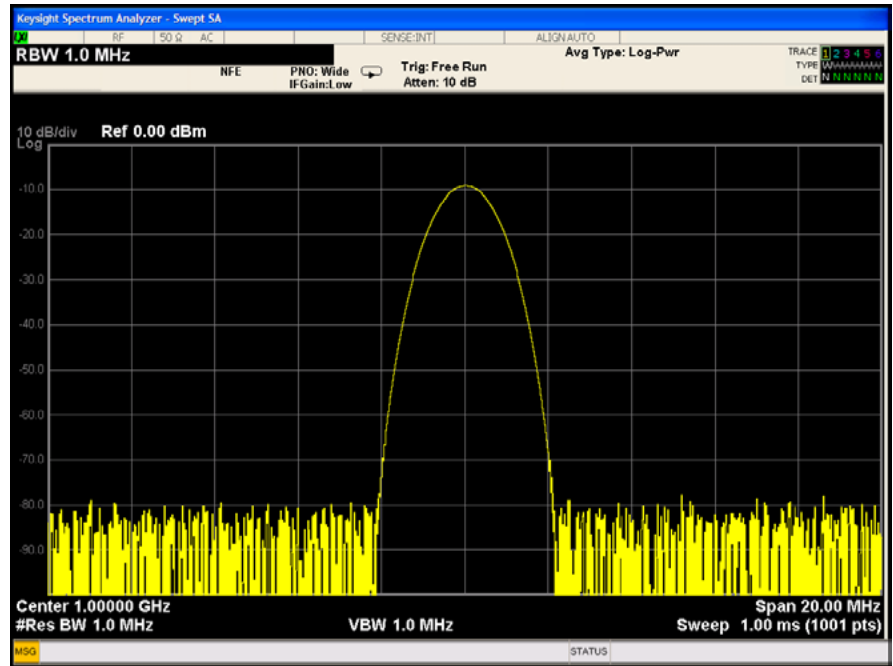


Рисунок 2-24. В режиме нормального детектирования там, где сигнал только возрастает или только снижается, в сегменте отображаются максимальные значения.

Алгоритм нормального детектирования

Если сигнал нарастает и снижается в пределах одного сегмента:

Чётные сегменты отображают минимальное значение (значение отрицательного пика) сегмента. Максимальное значение запоминается. Нечётные сегменты отображают максимальное значение (значение положительного пика), определяемое посредством сравнения значения пика текущего сегмента со значением пика (запомненным) предыдущего сегмента. Если сигнал только возрастает или только снижается в пределах какого-либо сегмента, отображается максимальное значение. См. рисунок 2-25.

Этот процесс может послужить причиной того, что максимальное значение, которое должно отображаться на экране дисплея, смещается вправо на одну точку, однако это смещение представляет обычно только незначительный процент от полосы обзора. Некоторые анализаторы спектра, такие как анализатор сигналов PXA компании Keysight, компенсируют этот потенциальный эффект посредством перемещения начальной и конечной частоты гетеродина.

Другой тип ошибки происходит, когда отображаются два максимальных значения (два пика) вместо одного, реально существующего. На рисунке 2-26 показана эта ошибка. Очертание двух пиков отображается результате использования детектирования пиков с более широкой полосой пропускания.

Таким образом, режим детектирования **пика** лучше всего подходит для выделения непрерывно генерируемых сигналов из шума. Режим детектирования **мгновенного значения** - для просмотра шума, а режим **нормального** детектирования - для просмотра сигналов и шума.

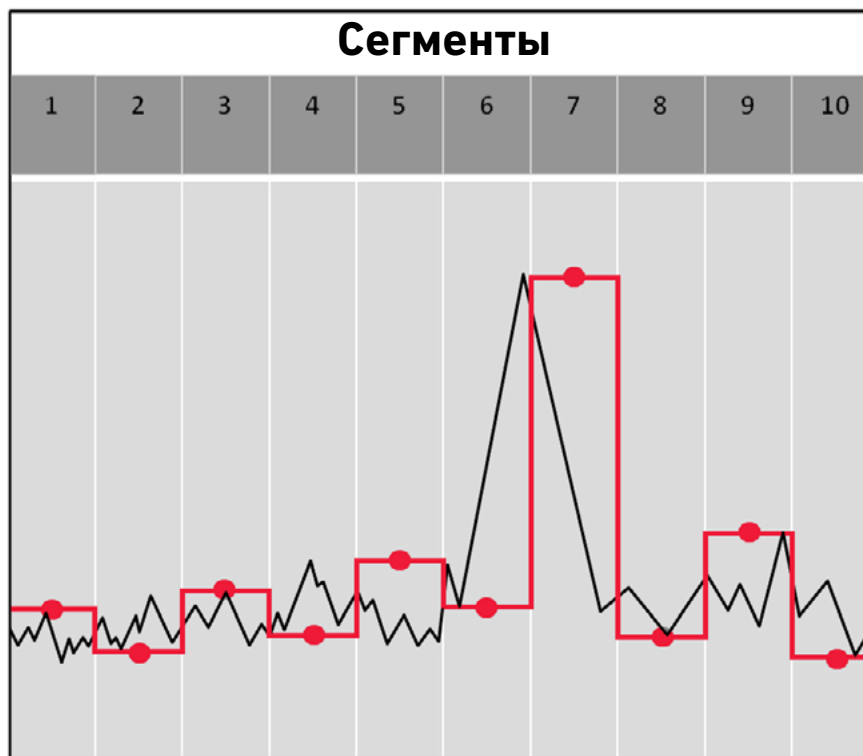


Рисунок 2-25. Точки графика, выбранные алгоритмом нормального детектирования.

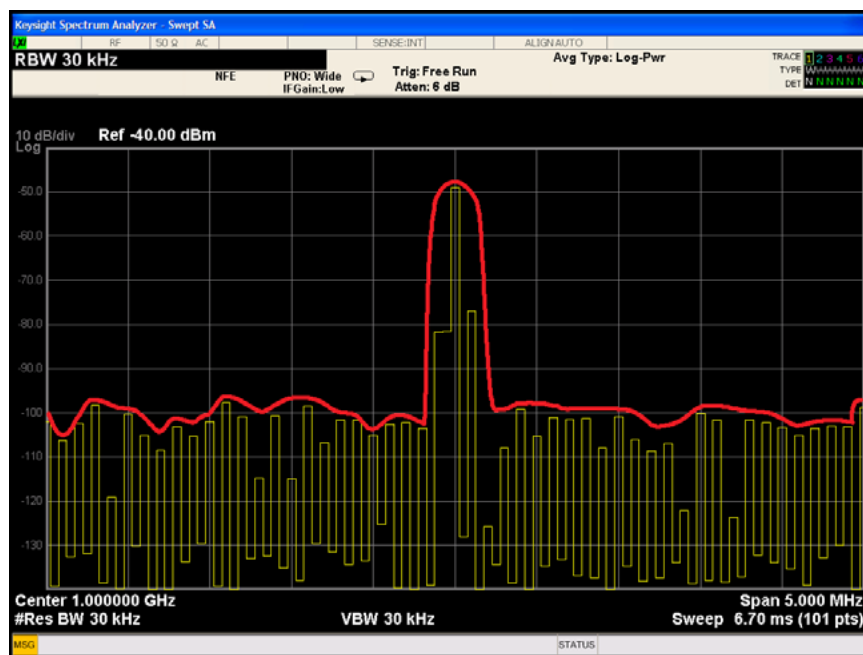


Рисунок 2-26. В режиме нормального детектирования могут отображаться два максимальных значения (два пика), когда в действительности существует только один пик.

Детектирование среднего значения

Хотя характеристики сигналов современных цифровых схем модуляции являются шумоподобными, детектирование **мгновенного значения** не всегда обеспечивает нас необходимой информацией. Например, при измерении мощности в канале сигнала W-CDMA, требуется интегрирование среднеквадратичных значений (СКЗ). Это измерение включает суммирование мощностей по диапазону частотных сегментов анализатора. Детектирование **мгновенного значения** не обеспечивает такой возможности.

В то время как анализаторы спектра обычно проводят сбор амплитудных данных много раз в каждом сегменте, режим детектирования мгновенного значения сохраняет только одно из них и отбрасывает остальные. С другой стороны, детектор среднего значения использует все значения данных, собранные в пределах временного интервала (и частотного диапазона) сегмента. Имея оцифрованные данные, и зная условия, при которых они были оцифрованы, можно обрабатывать эти данные различными способами, чтобы добиться требуемых результатов.

В некоторых анализаторах спектра детектор среднего значения называется детектором среднеквадратичных значений (СКЗ), если он усредняет мощность (на основе СКЗ напряжений). Анализаторы сигналов серии X компании Keysight имеют детектор среднего значения, который может усреднять мощность, напряжение или логарифмическую мощность сигнала за счёт независимого управления выбором режима (типа) усреднения:

Усреднение мощности (СКЗ) вычисляет уровни СКЗ путём извлечения квадратного корня из средней величины квадратов данных напряжения, измеренных в пределах интервала сегмента. Это вычисленное напряжение возводится в квадрат и делится на характеристический входной импеданс анализатора спектра, обычно 50 Ом. Усреднение мощности вычисляет истинную среднюю мощность и

лучше всего подходит для измерения мощности сложных сигналов.

Усреднение напряжения усредняет линейные данные напряжения сигнала огибающей, измеренные в пределах интервала сегмента. Часто используется для измерения узкополосных сигналов при тестировании электромагнитных помех (ЭМП) (это будет обсуждаться далее в этом разделе). Усреднение напряжения полезно и для наблюдения характеристик нарастания и спада амплитудно-модулированных или импульсно-модулированных сигналов, например, передатчиков РЛС и TDMA.

Логарифмическое усреднение мощности (видеоусреднение) усредняет значения логарифмических амплитуд (дБ) сигнала огибающей, измеренные в пределах интервала сегмента. Логарифмическое усреднение мощности лучше всего подходит для наблюдения синусоидальных сигналов, особенно близких по уровню к шумам.¹¹

Таким образом, использование детектора среднего значения в режиме усреднения мощности обеспечивает измерение истинной средней мощности на основе СКЗ напряжений. В режиме усреднения напряжения детектор работает как детектор среднего значения общего назначения. Для детектора среднего значения в режиме логарифмического усреднения другого эквивалента нет.

Детектирование среднего значения – это улучшение по сравнению с использованием детектирования мгновенного значения для измерения мощности. Режим детектирования мгновенного значения требует нескольких развёрток для сбора достаточного числа точек данных, чтобы обеспечить точную информацию о средней мощности. Детектирование среднего значения изменяет измерение мощности в канале, используя вместо суммирования в диапазоне сегментов интегрирование во временном интервале, представляющем диапазон частот в анализаторе со свипируемой частотой настройки. В анализаторах на основе БПФ¹² для измерений мощности в канале

вместо суммирования в отображаемом диапазоне сегментов используется суммирование по частотным отсчётам БПФ. Как в случае анализаторов со свипируемой частотой настройки, так и в случае анализаторов на основе БПФ интегрирование захватывает всю имеющуюся информацию о мощности, а не только ту, которая захвачена детектором мгновенного значения. В итоге детектор среднего значения имеет меньшую дисперсию результатов за то же время измерения. При анализе со свипируемой частотой настройки он также позволяет уменьшить дисперсию за счёт простого увеличения времени развёртки.

Детекторы ЭМП: детектор средних значений и квазипиковый детектор

Важным применением детектирования среднего значения является определение характеристик устройств при тестировании на соответствие требованиям по ЭМС. В этом случае усреднение напряжения, как было описано ранее, используется для измерения узкополосных сигналов, которые могут быть маскированы широкополосным импульсным шумом. При детектировании среднего значения в приборах для измерения ЭМП сигнал детектора огибающей поступает на ФНЧ с шириной полосы намного меньшей, чем полоса пропускания прибора. Фильтр интегрирует (усредняет) высокочастотные составляющие, такие как шум. Чтобы реализовать такой тип детектирования в старых анализаторах спектра, которые не имеют встроенного детектора усреднения напряжения, установите анализатор в линейный режим и выберите видеофильтр с частотой среза ниже минимальной частоты повторения измеряемого сигнала.

Квазипиковые детекторы также используются при тестировании на соответствие требованиям по ЭМС. Квазипиковый детектор – взвешенная форма детектирования пика. Значение, измеренное квазипиковым детектором, падает с уменьшением частоты повторения измеряемого сигнала. Таким образом, импульсный сигнал с заданной максимальной амплитудой и частотой следования 10 Гц будет иметь меньшее квазипиковое значение, чем сигнал с такой же амплитудой, но с частотой следования 1 кГц. Взвешивание этого сигнала выполняется с помощью цепи с конкретными значениями постоянных времени заряда, разряда и отображения, которые определяются стандартами CISPR¹³.

11. См. раздел 5 “Чувствительность и шум.”

12. Для получения более подробной информации об анализаторах на основе БПФ обращайтесь к разделу 3. Они выполняют математические вычисления одновременно во многих сегментах, что повышает скорость измерений.

13. CISPR – Международный специальный комитет по радиопомехам, основанный в 1934 году группой международных организаций для решения вопросов, касающихся радиопомех. Это неправительственная организация, состоящая из представителей Национальных комитетов Международной электротехнической комиссии (МЭК), а также ряда международных организаций. Стандарты, рекомендованные CISPR, как правило, образуют основу для имеющих силу закона требований по электромагнитной совместимости (ЭМС), принимаемых правительственными регулирующими органами по всему миру.

Квазипиковый детектор - это способ измерения и количественной оценки "раздражающего фактора" сигнала. Представьте себе прослушивание радиостанции, страдающей от помех. Если случайные щелчки, вызванные одиночными импульсными помехами, происходят с периодичностью в несколько секунд, можно продолжить прослушивание передачи без особых проблем. Но если этот щелчок с той же амплитудой случается 60 раз в секунду, он станет очень раздражающим фактором, делая прослушивание радиопередачи невыносимым.

Процессы усреднения

Анализаторы спектра используют несколько методов обработки, которые сглаживают вариации амплитуды огибающей на выходе детектора. Первый метод, детектирование среднего значения, мы рассмотрели ранее. Далее мы рассмотрим ещё два других метода: видеофильтрацию и усреднение графика.¹⁴

Видеофильтрация

Распознавание сигналов, близких к шуму, - это сложная проблема при тестировании на соответствие требованиям по ЭМС. Анализаторы спектра отображают сигналы плюс свой собственный внутренний шум, как показано на рисунке 2-27. Чтобы уменьшить влияние шума на отображаемую амплитуду сигнала, мы часто используем сглаживание или усреднение отображаемых данных, как показано на рисунке 2-28. Для этого анализаторы спектра используют видеофильтр с переменной полосой. Видеофильтр - это ФНЧ, установленный на выходе детектора и определяющий полосу частот видеосигнала, который будет затем оцифрован для получения данных амплитуды сигнала. Частоту среза видеофильтра можно уменьшить до точки, когда она становится меньше,

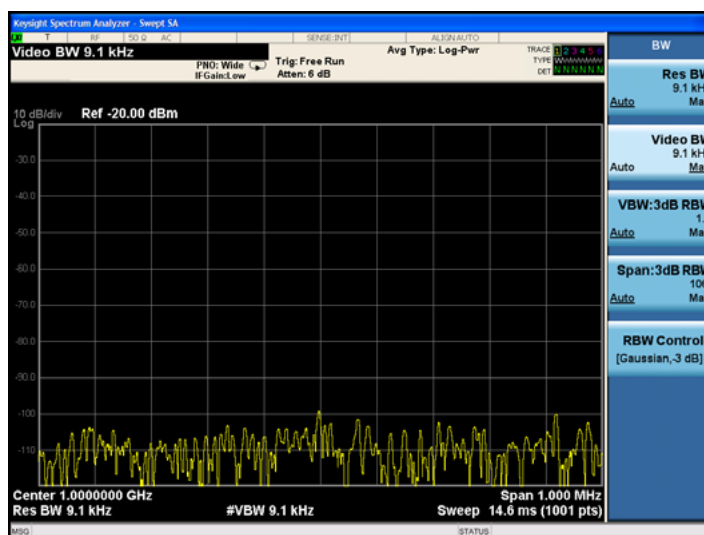


Рисунок 2-27. Анализаторы спектра отображают сигнал плюс шум.

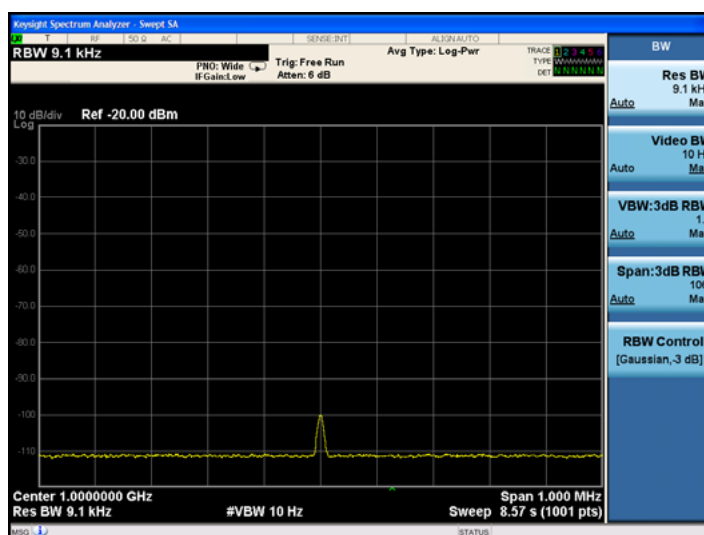


Рисунок 2-28. Отображение сигнала, представленного на рисунке 2-27 после полного сглаживания.

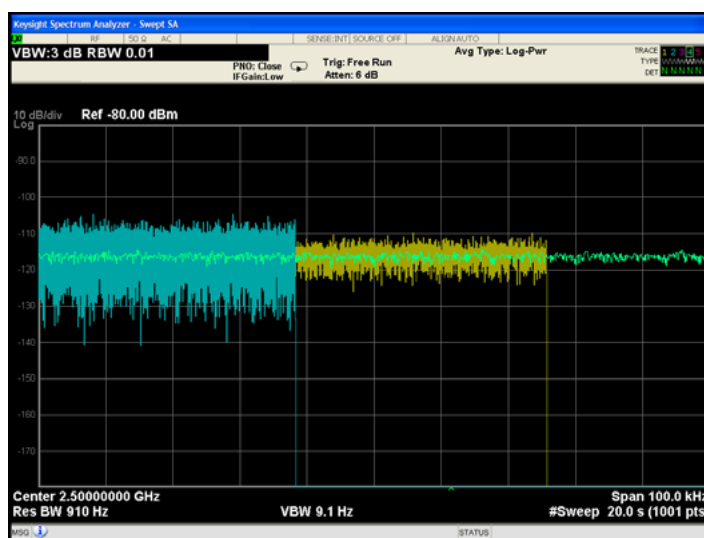


Рисунок 2-29. Эффект сглаживания при отношениях полосы видеофильтра к полосе пропускания 3:1, 1:10 и 1:100.

Дополнительная информация

Более подробное обсуждение маркеров шума можно найти в рекомендациях по применению *Spectrum and Signal Analyzer Measurements and Noise* (Измерения и шум анализаторов спектра и сигналов), номер публикации 5966-4008E.

14. Четвертый метод, называемый маркером шума, обсуждается в разделе 5 "Чувствительность и шум".

чем полоса выбранного разрешающего полосового фильтра (ПЧ). Когда это происходит, видеосистема больше не сможет следовать за более быстрыми вариациями огибающей сигнала(ов), проходящих через тракт ПЧ. Результатом является усреднение или сглаживание отображаемого сигнала.

Этот эффект наиболее заметен при измерении шума, особенно когда используется широкая полоса пропускания. По мере уменьшения полосы видеофильтра флуктуации размаха напряжения шума уменьшаются. Как показано на рисунке 2-29, степень уменьшения (степень усреднения или сглаживания) - это функция отношения полосы видеофильтра к полосе пропускания. Если это отношение не превышает 0,01, сглаживание является очень хорошим. Если это отношение больше, сглаживание ухудшается. Видеофильтр не оказывает влияния на ту часть графика, которая уже является гладкой (например, когда отображаемый синусоидальный сигнал хорошо различим на фоне шума).

Если установить анализатор в режим детектирования **положительного пика**, можно отметить две вещи. Во-первых, если полоса видеофильтра больше полосы пропускания, то изменение полосы пропускания не приводит к большим отличиям во флуктуациях размаха напряжения шума. Во-вторых, если полоса видеофильтра меньше полосы пропускания, то изменение полосы видеофильтра заметно влияет на уровень шума. Флуктуации почти не изменяются, поскольку анализатор отображает только максимальные (пиковые) значения шума. Однако, уровень шума изменяется при изменении полосы видеофильтра, поскольку изменяется усреднение (сглаживание), таким образом изменяя максимальные (пиковые) значения сглаженной огибающей шума (см. рисунок 2-30a). Если выбрать режим детектирования **среднего значения**, мы увидим, что средний уровень шума остаётся постоянным (см. рисунок 2-30b).

Поскольку видеофильтр имеет своё собственное время отклика, время развёртки имеет приблизительно обратно пропорциональную зависимость от полосы видеофильтра (VBW), когда полоса видеофильтра меньше полосы пропускания (RBW).

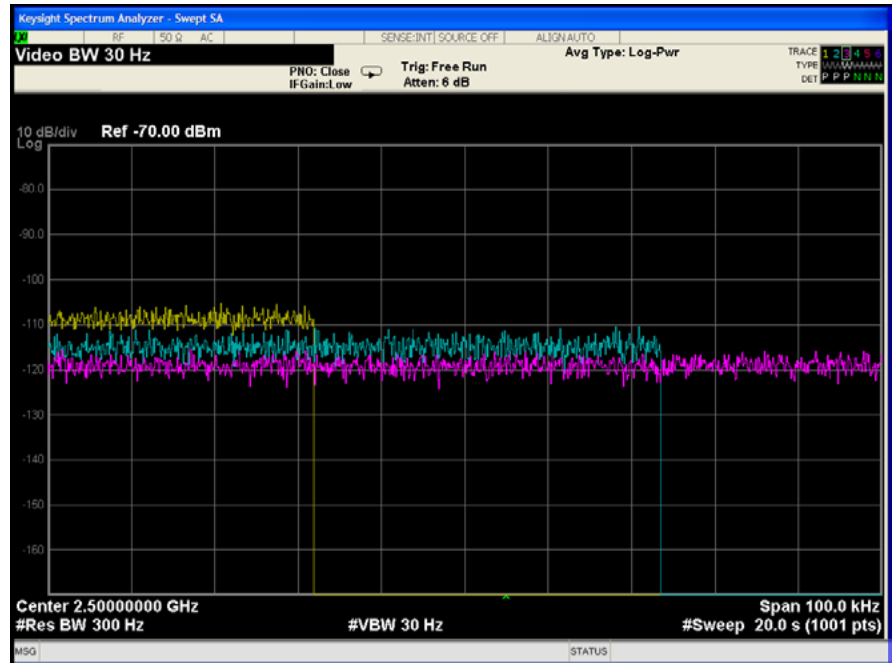


Рисунок 2-30a. Режим детектирования положительного пика: при уменьшении полосы видеофильтра уменьшаются максимальные (пиковые) значения, но не среднее значение шума.

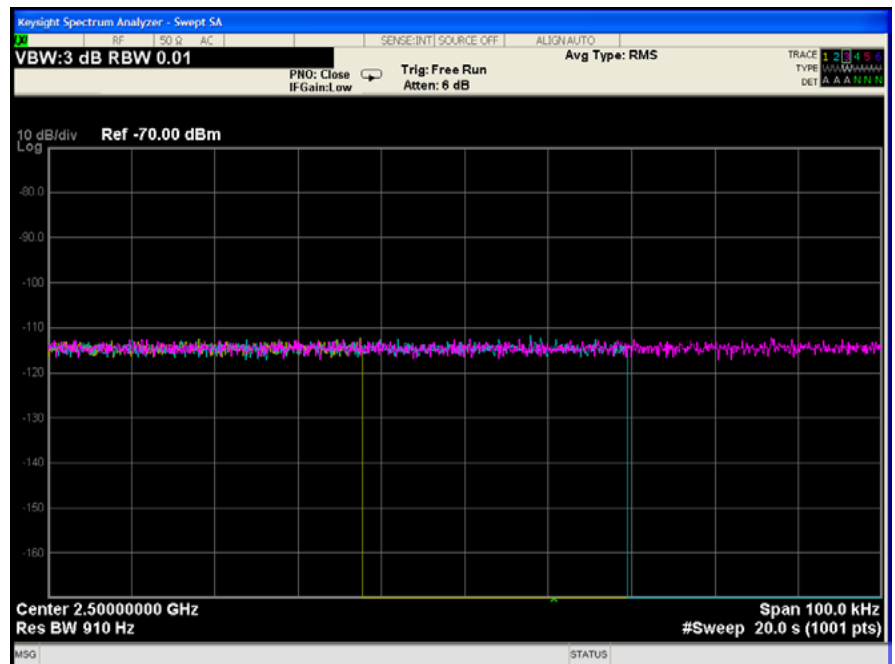


Рисунок 2-30b. Режим детектирования среднего значения: уровень шума остаётся постоянным, независимо от отношения полосы видеофильтра к полосе пропускания (3:1, 1:10 и 1:100)

Таким образом, время развёртки (ST) может быть описано следующим уравнением:

$$ST \approx \frac{k(\text{Span})}{(\text{RBW})(\text{VBW})}$$

Анализатор устанавливает время развёртки автоматически с учётом полосы видеофильтра, а также полосы обзора (Span) и полосы пропускания.

Усреднение графика

Цифровые дисплеи предлагают другой способ сглаживания изображения: усреднение графика. Усреднение графика использует процесс, который полностью отличается от сглаживания, выполняемого с помощью детектора среднего значения. В этом случае усреднение достигается в процессе выполнения двух или большего числа развёрток на основе вычисления по точкам. В каждой точке отображения новое значение усредняется с ранее усредненными данными:

$$A_{\text{avg}} = \left(\frac{n-1}{n} \right) A_{\text{prior avg}} + \left(\frac{1}{n} \right) A_n$$

где

A_{avg} = новое среднее значение

$A_{\text{prior avg}}$ = среднее значение, полученное в результате предыдущих развёрток

A_n = значение, измеренное в процессе текущей развёртки

n = номер текущей развёртки

Таким образом, отображение на экране дисплея постепенно приближается к среднему значению за несколько развёрток. Как и в случае видеофильтрации, можно устанавливать степень усреднения и сглаживания. Для этого мы устанавливаем число развёрток, в течение которых происходит усреднение. На рисунке 2-31 показано усреднение графика для различного числа развёрток. Хотя усреднение графика не влияет на время развёртки, время, необходимое для достижения заданного уровня сглаживания, приблизительно такое же, как при использовании видеофильтрации, потому что требуется выполнить определённое число развёрток.

Во многих случаях не важно, какой способ сглаживания изображения

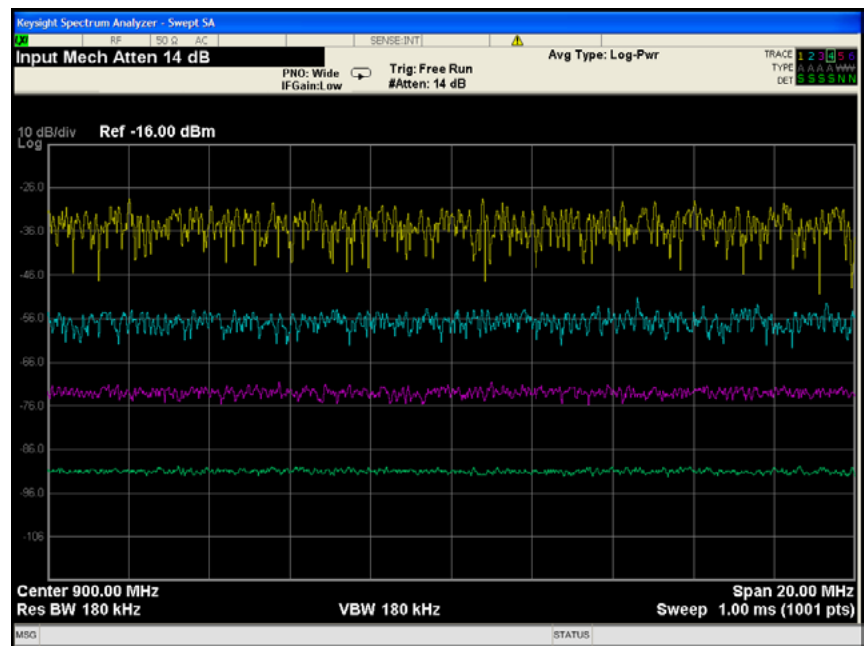


Рисунок 2-31. Результаты усреднения графика для 1, 5, 20 и 100 развёрток, расположенные сверху вниз (положение графика смещено для каждого набора развёрток).

мы выберем. Если сигнал – это шум или синусоидальный сигнал низкого уровня, очень близкий к уровню шума, мы получим одинаковые результаты как при видеофильтрации, так и при усреднении графика. Однако, существует и значительная разница между этими двумя способами. Видеофильтрация выполняет усреднение в режиме реального времени. То есть, мы наблюдаем полный эффект усреднения или сглаживания в каждой точке отображения по мере хода развёртки. Каждая точка усредняется только один раз за время, примерно равное $1/(\text{полоса видеофильтра})$, при каждой развёртке. С другой стороны, усреднение графика требует нескольких развёрток, чтобы достичь полной степени усреднения, и усреднение в каждой точке имеет место только по истечении полного периода

времени, необходимого для завершения выполнения нескольких развёрток.

В итоге для определённых сигналов можно получить значительно отличающиеся результаты от этих двух методов усреднения. Например, сигнал с изменяющимся во времени спектром может давать разные средние значения при каждой развёртке, если используется видеофильтрация. Однако, при использовании усреднения графика за множество развёрток мы получим значение, намного более близкое к реальному среднему значению. См. рисунок 2-32а и 2-32б.

На рисунках 2-32а и 2-32б показано, как видеофильтрация и усреднение графика дают разные результаты для ЧМ-радиовещательного сигнала.

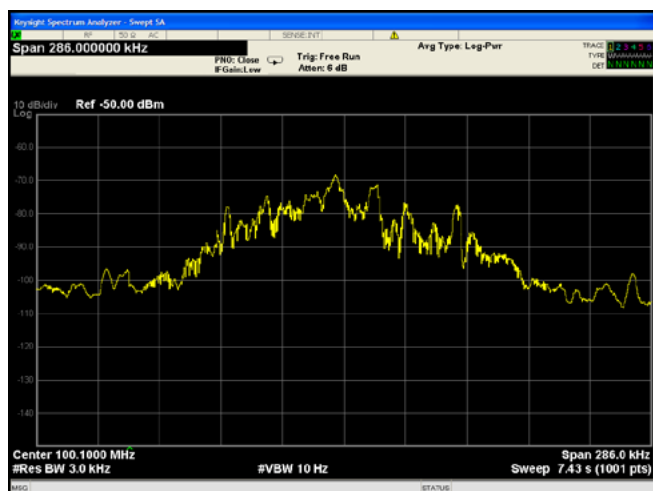


Рисунок 2-32а. Видеофильтрация

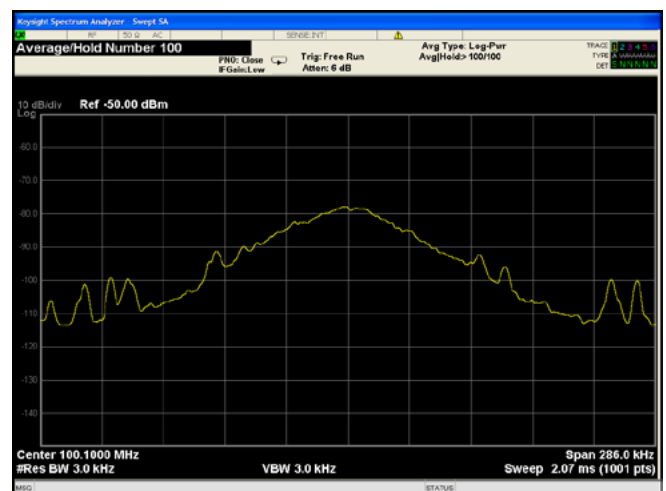


Рисунок 2-32б. Усреднение графика

Временное стробирование

Анализ спектра с временным стробированием позволяет получать информацию о спектре для сигналов, занимающих одну и ту же область частотного спектра, но разделенных во временной области. Используя сигнал внешнего запуска для согласования разделения этих сигналов, можно выполнять следующие операции:

- измерять любой из нескольких сигналов, разделенных во времени (например, можно разделить спектры двух радиосигналов, используя одну частоту в режиме разделения времени)
- измерять спектр сигнала в одном временном слоте системы TDMA
- исключать спектр сигналов помех, таких как периодические переходные процессы на фронте импульса, существующие в течение только ограниченного времени

Необходимость временного стробирования

Традиционный анализ спектра в частотной области предоставляет только ограниченную информацию о некоторых сложных для анализа сигналах. Примерами являются следующие типы сигналов:

- импульсные ВЧ-сигналы
- сигналы с временным мультиплексированием
- сигналы TDMA (множественный доступ с разделением по времени)
- перемежающиеся или прерывистые сигналы
- модулированные пачки импульсов

В некоторых случаях временное стробирование позволяет проводить измерения, которые иначе было бы очень трудно или даже невозможно выполнить.

Измерение дуплексных сигналов, передаваемых с разделением по времени

В качестве примера использования временного стробирования для проведения сложных измерений рассмотрим рисунок 2-33а, где показан упрощенный сигнал цифровой мобильной радиосвязи, в котором две радиостанции, #1 и #2, используют с разделением во времени один частотный канал. Каждая радиостанция передает пакетный сигнал в течение 1 мс и затем отключается, пока другая радиостанция передает пакетный сигнал в течение 1 мс. Проблема заключается в том, чтобы измерить уникальный частотный спектр каждого передатчика.

К сожалению, традиционные анализаторы спектра не могут этого сделать. Они просто отображают совместный спектр сигналов, как показано на рисунке 2-33б. Используя временное стробирование и сигнал внешнего запуска, можно увидеть спектр только радиопередатчика #1 (или радиопередатчика #2, если необходимо), и идентифицировать его как источник паразитного сигнала,

как показано на рисунке 2-33с. Временное стробирование может быть реализовано с использованием трёх различных методов, которые будут рассмотрены ниже. Однако, существуют определенные общие принципы временного стробирования, применимые к любой его реализации. В частности, необходимо иметь или быть способным обеспечить четыре следующих элемента:

- сигнал запуска стробирования от внешнего источника
- управление стробированием или режимом запуска (по перепаду или уровню) (в анализаторах сигналов серии X можно устанавливать удерживание стробирования-запуска, чтобы игнорировать потенциально ложные сигналы запуска).
- установку задержки стробирования, которая определяет, когда после сигнала запуска стробирование становится активным, а сигнал будет наблюдаемым
- установку длительности стробирования, определяющую, как долго стробирование будет включено, а сигнал будет наблюдаемым

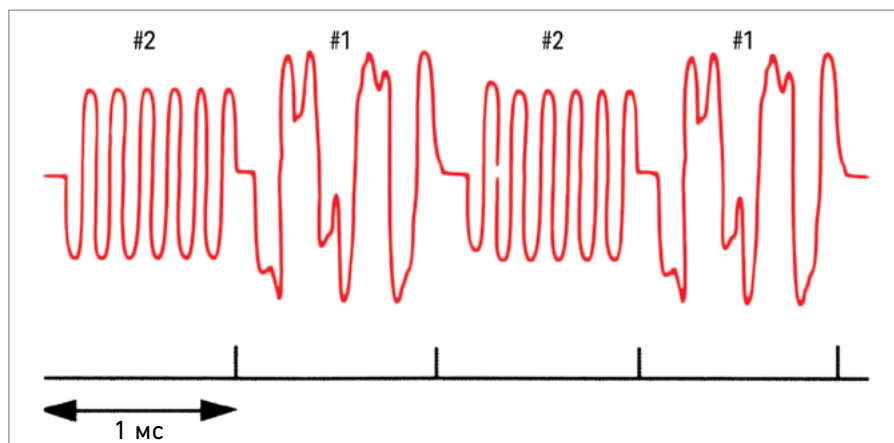


Рисунок 2-33а. Упрощенный сигнал цифровой мобильной радиосвязи во временной области.

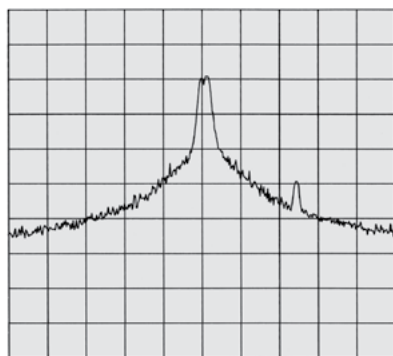


Рисунок 2-33б. Совместный спектр сигналов. Какой радиопередатчик создаёт паразитный сигнал?

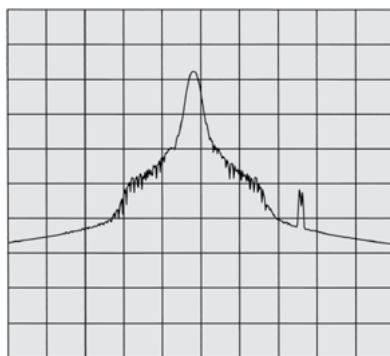


Рисунок 2-33с. Анализ спектра сигнала #1 с использованием временного стробирования идентифицирует его как источник паразитного сигнала.

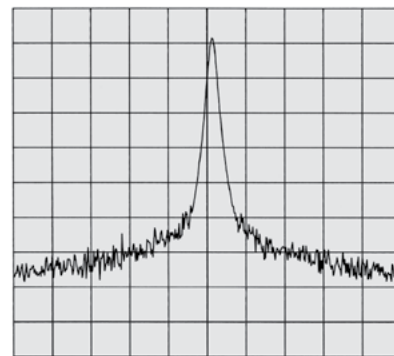


Рисунок 2-33д. Анализ спектра сигнала #2 с использованием временного стробирования показывает, что он не содержит паразитных сигналов.

Управление этими параметрами позволит наблюдать спектр сигнала в течение заданного периода времени. Если имеется сигнал стробирования, который становится достоверным только в интересующий период времени, то можно использовать стробирование по уровню, как показано на рисунке 2-34. Однако во многих случаях сигнал стробирования не будет идеально совпадать с тем временем, в течение которого хотелось бы измерять спектр. Поэтому более гибким подходом является использование запуска по перепаду в сочетании с заданными параметрами задержки стробирования и длительности стробирования для точного определения временного периода, в течение которого необходимо измерять сигнал.

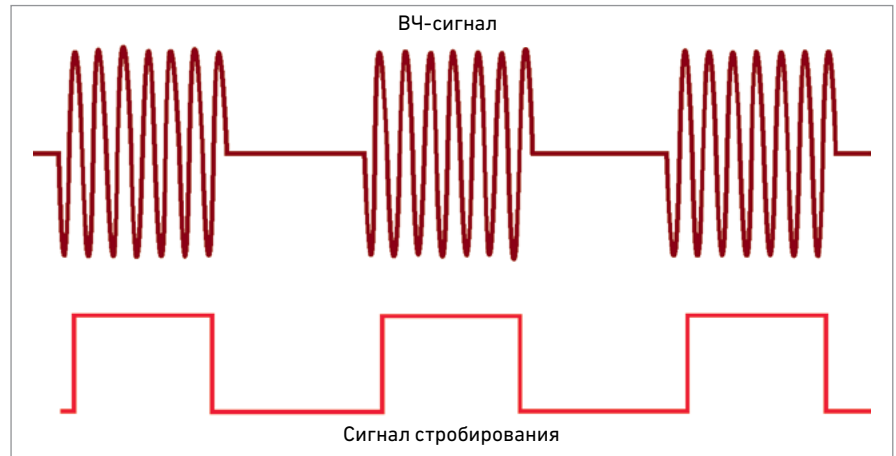


Рисунок 2-34. Запуск по перепаду: анализатор спектра измеряет частотный спектр только тогда, когда сигнал запуска стробирования выше определенного уровня.

Рассмотрим сигнал GSM с восемью временными слотами, показанный на рисунке 2-35. Каждый пакетный сигнал длится 0,57 мс, а полный кадр – 4,615 мс. Нас может заинтересовать спектр сигнала в пределах конкретного временного слота. В нашем примере мы предположим, что используем только два из восьми доступных временных слотов (слоты 1 и 3), как показано на рисунке 2-36. Если просмотреть этот сигнал в частотной области (на рисунке 2-37), то можно увидеть нежелательный паразитный сигнал, присутствующий в спектре. Чтобы устранить проблему и найти источник этого сигнала, необходимо определить временной слот, в котором он возникает. Если мы хотим проверить временной слот 3, мы устанавливаем режим стробирования с запуском по положительному перепаду пакетного сигнала во временном слоте 3, а затем задаём задержку стробирования 1,4577 мс и длительность стробирования 461,60 мкс (см. рисунок 2-38). Задержка стробирования гарантирует, что мы измеряем спектр только во временном слоте 3, когда пакетный сигнал полностью включён. Заметим, что значения начала и конца стробирования нужно тщательно выбирать, чтобы исключить положительный и отрицательный перепады пакетного сигнала, поскольку мы хотим выждать время, требуемое для установления сигнала после прохождения разрешающего полосового фильтра ПЧ, прежде чем провести измерение. На рисунке 2-39 показан спектр сигнала во временном слоте 3, показывающий, что этот пакет не является источником паразитного сигнала.

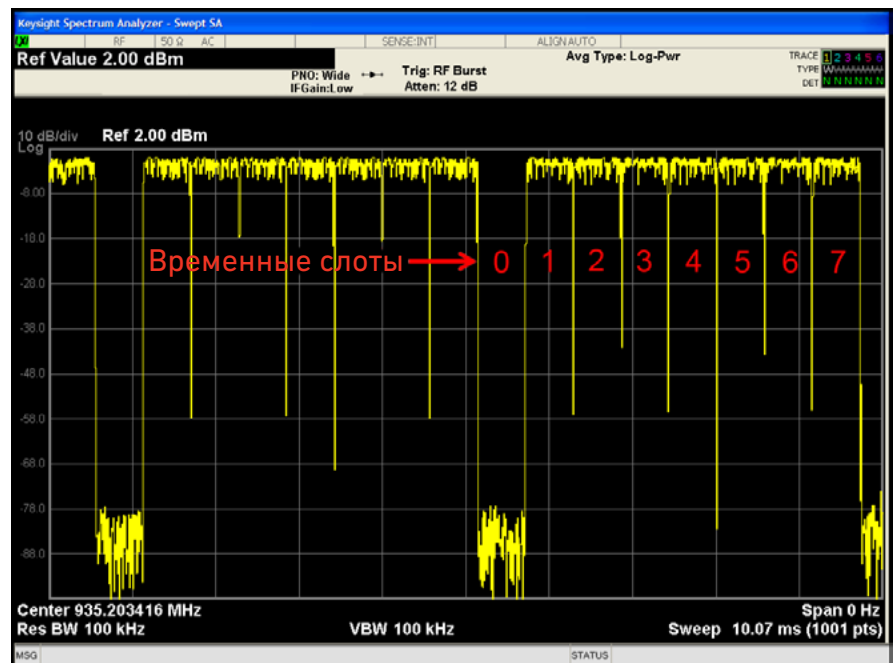


Рисунок 2-35. Сигнал формата TDMA (в данном случае GSM) с 8 временными слотами, временной слот 0 "выключен".

Для реализации временного стробирования обычно используются три метода:

- стробирование БПФ
- стробирование гетеродина
- стробирование видеотракта

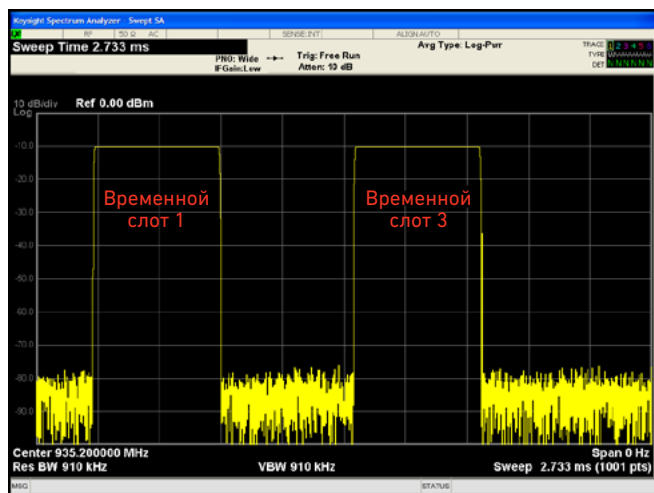


Рисунок 2-36. Просмотр сигнала GSM с нулевой полосой обзора (во временной области) только с “включёнными” временными слотами 1 и 3.

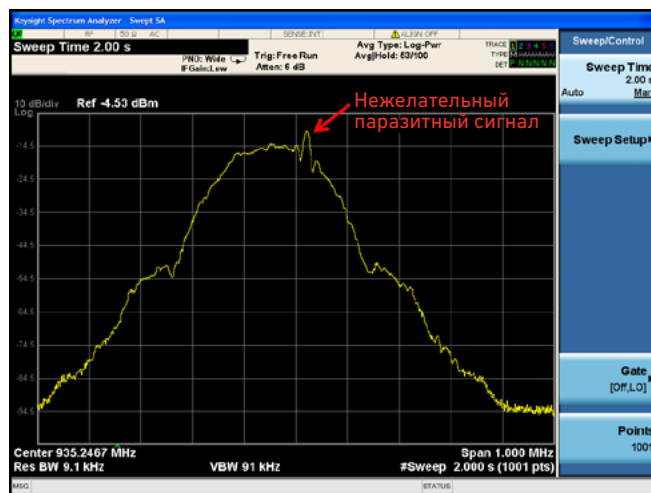


Рисунок 2-37. Просмотр сигнала GSM с двумя “включёнными” временными слотами в частотной области выявляет нежелательный паразитный сигнал, присутствующий в спектре.

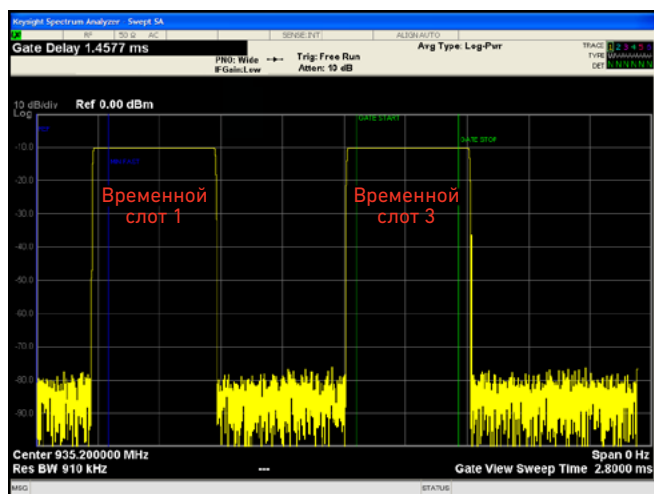


Рисунок 2-38. Временное стробирование используется для просмотра спектра сигнала GSM в пределах временного слота 3.

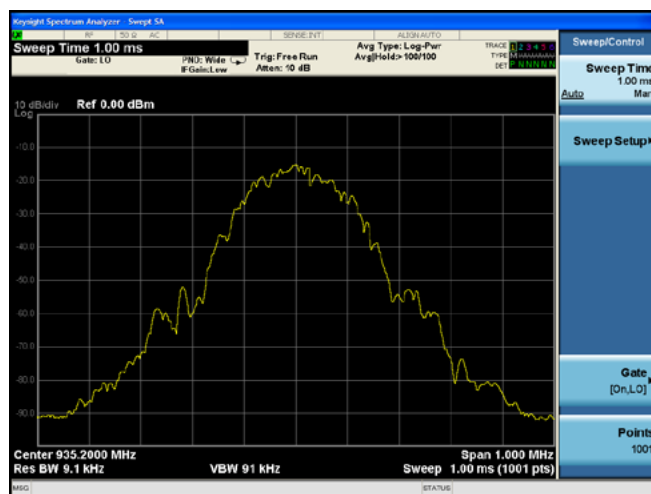


Рисунок 2-39. Спектр сигнала во временном слоте 3 показывает, что этот пакет не является источником паразитного сигнала.

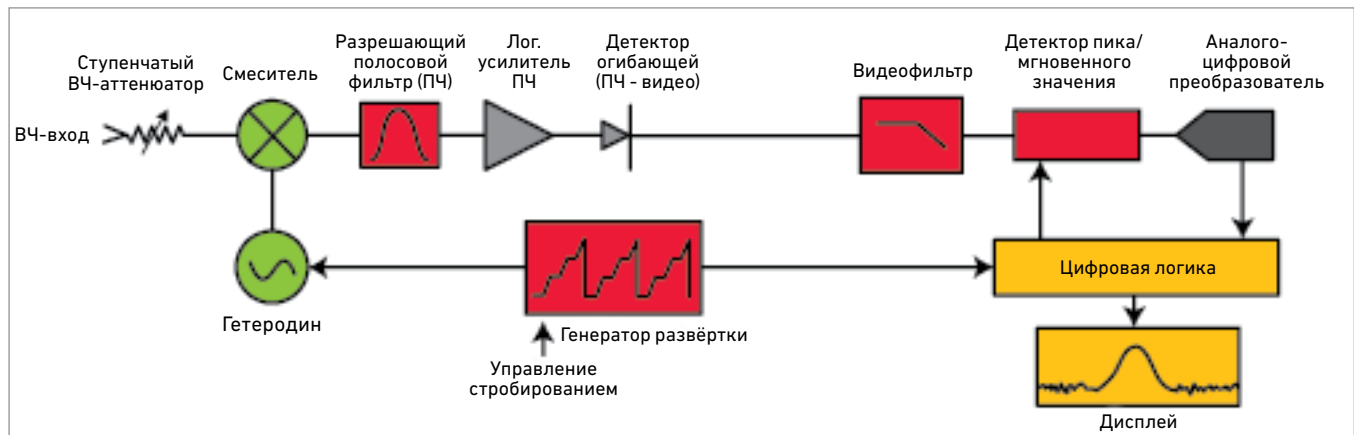


Рисунок 2-40. В режиме стробирования гетеродина перестройка частоты гетеродина происходит только во время интервала стробирования.

Стробирование БПФ

Анализаторы сигналов серии X компании Keysight имеют встроенные функциональные возможности быстрого преобразования Фурье (БПФ). В этом режиме сбор данных для БПФ начинается по истечении выбранного времени задержки, отсчитываемой после появления сигнала запуска. Сигнал ПЧ оцифровывается и захватывается в течение времени, равного $1,83/(\text{полоса пропускания})$. Вычисление БПФ производится на основе результатов этого сбора данных, результаты отображаются в виде спектра. Таким образом, полученный спектр - это спектр, который существовал в конкретный промежуток времени известной продолжительности. Это самый быстрый метод временного стробирования, если полоса обзора не превышает максимальной ширины полосы БПФ.

Для получения максимального разрешения по частоте, выберите самую узкую полосу пропускания с временем захвата (сбора данных), которое укладывается в пределах интересующего нас временного периода. Необходимость в самом высоком разрешении существует не всегда, поэтому можно выбрать более широкие полосы пропускания, с соответствующим уменьшением длительности стробирования. Минимальная используемая полоса пропускания в приложениях со стробированием БПФ всегда меньше, чем в случае других методов стробирования, потому что при использовании других методов стробирования тракт ПЧ должен полностью установиться во время пакетного сигнала, что требует времени больше, чем $1,83/(\text{полоса пропускания})$.

Стробирование гетеродина

Стробирование гетеродина, иногда называемое стробированной развёрткой, - второй метод временного стробирования. В этом случае мы управляем линейным изменением напряжения на выходе генератора развёртки для перестройки частоты гетеродина, как показано на рисунке 2-40. Когда стробирование активно, частота гетеродина линейно увеличивается, как в любом другом анализаторе спектра. Когда оно блокируется, напряжение на выходе генератора развертки стабилизируется, и дальнейшее увеличение частоты гетеродина останавливается. Такой метод может оказаться намного быстрее, чем стробирование видеотракта, поскольку в течение одного пакетного сигнала можно измерить несколько сегментов. В качестве примера используем тот же

самый сигнал GSM, рассмотренный ранее. Если использовать анализатор сигналов серии X, то стандартная, без стробирования, развёртка спектра с полосой обзора 1 МГц займёт 14,6 мс, как показано на рисунке 2-41. При длительности стробирования 0,3 мс, развёртка анализатора должна будет состоять из 49 интервалов стробирования ($14,6 \text{ разделить на } 0,3$). Если полный кадр сигнала GSM составляет 4,615 мс, то полное время измерения будет равно: 49 интервалов умножить 4,615 мс, то есть 226 мс.

Это означает значительное улучшение быстродействия по сравнению с методом стробирования видеотракта, который будет описан в следующем подразделе. Метод стробирования гетеродина доступен в анализаторах сигналов серии X и анализаторах спектра серии PSA.

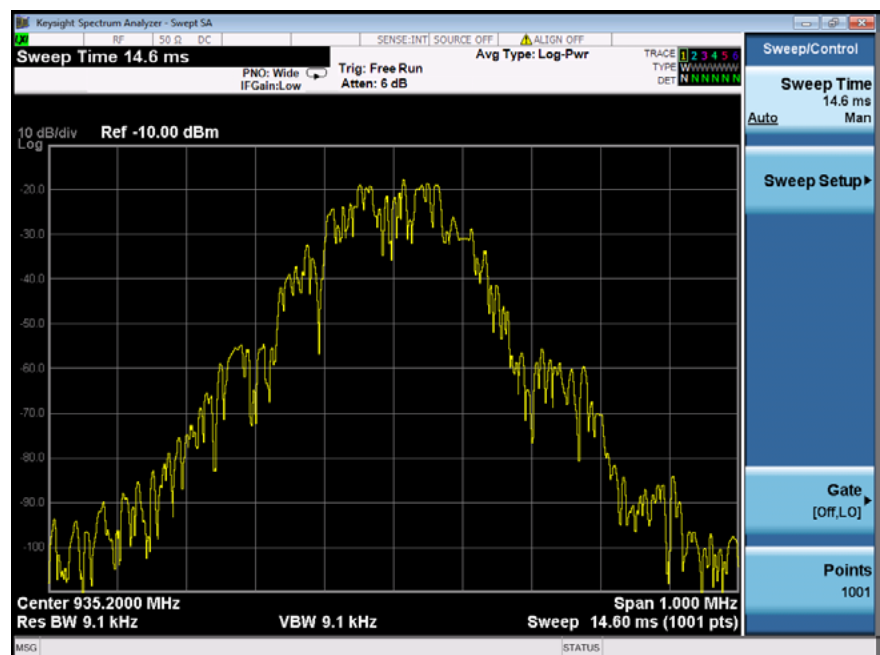


Рисунок 2-41. Спектр сигнала GSM.

Стробирование видеотракта

Стробирование видеотракта – это метод анализа, использовавшийся в ряде анализаторов спектра, включая серии 8560, 8590 и ESA компании Keysight. В этом случае напряжение видеосигнала выключается, или устанавливается на “минус бесконечность децибел”, на период времени, когда предполагается, что стробирование должно быть в “заблокированном” режиме. Детектор устанавливается в режим детектирования пика. Время развертки должно быть установлено таким образом, чтобы стробирование происходило по крайней мере один раз на каждую точку отображения, или

сегмент, чтобы пиковый детектор мог увидеть реальные данные во время этого временного интервала. В противном случае здесь будут точки графика с отсутствующими данными, результатом чего будет неполный спектр. Минимальное время развертки определяется следующим уравнением: N сегментов отображения дисплея умножить на время цикла пакетного сигнала. Например, при измерении сигнала GSM полный кадр длится 4,615 мс. Если в анализаторе спектра ESA установлена 401 точка отображения (значение по умолчанию), то минимальное время развертки для измерения сигнала GSM с помощью метода стробирования видеотракта

будет равно: $401 \times 4,615$ мс, или 1,85 с. Некоторые форматы TDMA имеют время цикла, достигающее 90 мс, что приводит к очень большим значениям времени развертки при использовании метода стробирования видеотракта.

Теперь, после того как мы ознакомились с работой классического аналогового анализатора спектра и тем, как использовать некоторые из его важных свойств и возможностей, давайте рассмотрим, как замена некоторых аналоговых схем цифровыми технологиями повышает характеристики анализатора спектра.

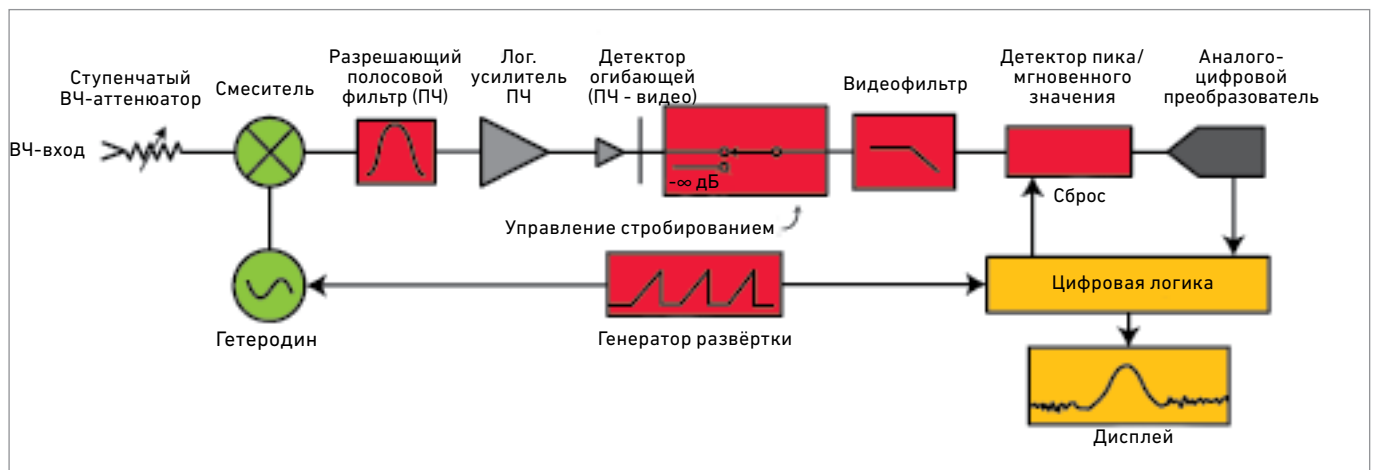


Рисунок 2-42. Структурная схема анализатора спектра со стробированием видеотракта.

Раздел 3. Обзор цифрового тракта ПЧ

Начиная с 1980-х годов одной из самых кардинальных перемен в области анализа спектра стало применение цифровых технологий для замены узлов анализаторов спектра, которые ранее реализовывались в виде аналоговых схем. С появлением высокопроизводительных АЦП новые анализаторы спектра оцифровывают входящие сигналы в тракте сигнала намного раньше, чем анализаторы спектра, созданные буквально несколько лет назад. Наиболее значительные изменения произошли в той части анализаторов спектра, которая касается тракта ПЧ. Цифровые тракты ПЧ¹ оказывают большое влияние на характеристики анализатора спектра, значительно улучшая быстродействие, точность и возможности измерения сложных сигналов с использованием передовых методов цифровой обработки сигналов (ЦОС).

Цифровые фильтры

Частичную реализацию цифрового тракта ПЧ можно найти в анализаторах спектра серии ESA-E компании Keysight. В то время как полосы пропускания 1 кГц и шире реализуются с помощью традиционных аналоговых LC-фильтров и кварцевых фильтров, самые узкие полосы пропускания (от 1 до 300 Гц) реализуются с использованием цифровых методов. Как показано

на рисунке 3-1, аналоговый сигнал с линейной амплитудой преобразуется вниз на частоту ПЧ 8,5 кГц и затем пропускается через полосовой фильтр с шириной полосы всего 1 кГц. Этот сигнал ПЧ усиливается, затем дискретизируется с частотой 11,3 кГц и оцифровывается.

После преобразования сигнала в цифровую форму дальнейшая обработка данных производится с использованием алгоритма БПФ. Для преобразования соответствующего сигнала анализатор должен иметь фиксированную (не свипируемую) частоту настройки. То есть, это преобразование должно быть выполнено над сигналом во временной области. Поэтому в анализаторах спектра серии ESA-E при выборе одной из цифровых полос пропускания вместо непрерывного свипирования (непрерывной развертки) частоты используется ступенчатая перестройка частоты с шагом 900 Гц. Эту ступенчатую перестройку можно наблюдать на экране дисплея, который обновляется с шагом 900 Гц, по мере завершения цифровой обработки.

Как вскоре мы увидим, другие анализаторы спектра и сигналов, такие как анализаторы серии X компании Keysight, используют полностью цифровой тракт ПЧ, реализуя все разрешающие полосовые фильтры цифровыми методами.

Ключевым преимуществом цифровой обработки, реализуемой в этих анализаторах, является избирательность полосы пропускания, примерно равная 4:1. Такая избирательность доступна при использовании самых узкополосных фильтров, которые мы выбираем для разделения наиболее близко расположенных сигналов.

В разделе 2 мы проводили расчёт избирательности АЧХ фильтра для двух сигналов, разнесенных на 4 кГц, при использовании аналогового фильтра с полосой пропускания 3 кГц. Теперь повторим этот расчёт для случая использования цифровых фильтров. Хорошей моделью избирательности цифрового фильтра будет модель, близкая к гауссовой:

$$N(\Delta f) = -3,01 \text{ дБ} \times \left[\frac{\Delta f}{\text{RBW}/2} \right]^\alpha$$

где $N(\Delta f)$ - уровень подавления АЧХ фильтра, дБ; Δf - отстройка от центральной частоты, Гц; α - параметр, который управляет избирательностью. Для идеального гауссовского фильтра $\alpha = 2$. Разрешающие полосовые фильтры, используемые в режиме развёртки (свипирования) частоты в анализаторах спектра компании Keysight, основаны на модели, близкой к гауссовой, с параметром $\alpha=2,12$, что обеспечивает избирательность 4,1:1.

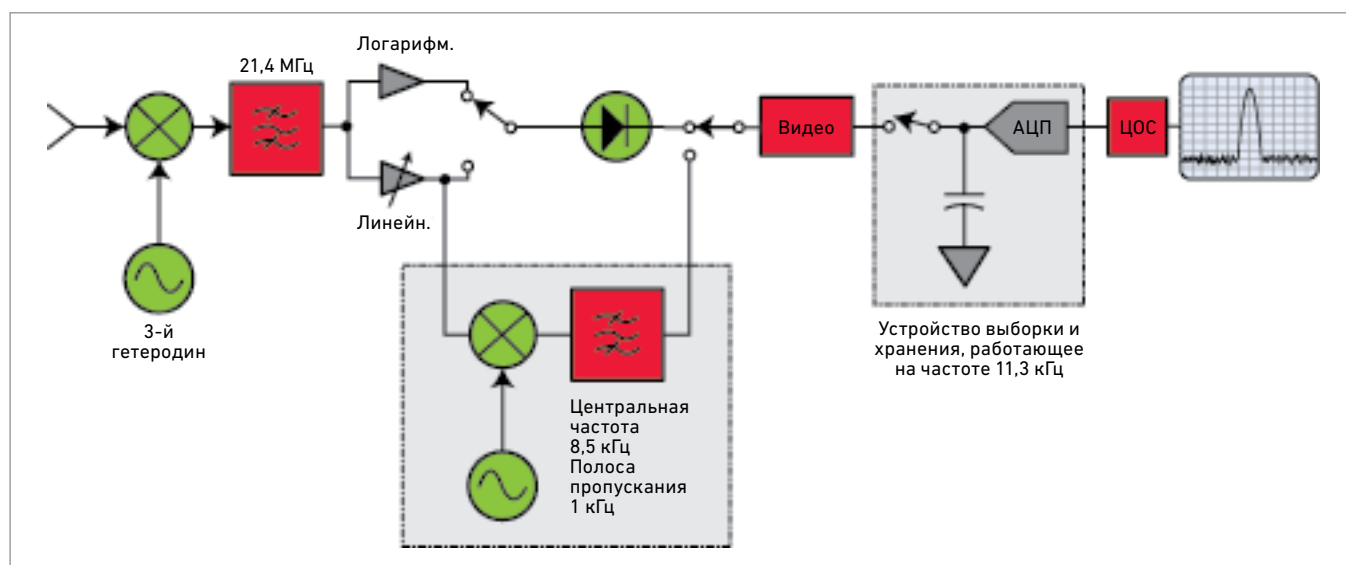


Рисунок 3-1. Цифровая реализация разрешающих фильтров 1, 3, 10, 30, 100 и 300 Гц в анализаторах спектра серии ESA-E.

1. Строго говоря, как только сигнал оцифрован, он уже больше не находится на промежуточной частоте или ПЧ. С этого момента сигнал представлен значениями цифровых данных. Тем не менее, мы используем термин "цифровой тракт ПЧ" для описания цифровой обработки, которая заменяет обработку аналогового тракта ПЧ, которая использовалась в традиционных анализаторах спектра.

Подставляя значения из нашего примера в это уравнение, получим:

$$N(4 \text{ кГц}) = -3,01 \text{ дБ} \times \left[\frac{4000}{3000/2} \right]^{2,12} = -24,1 \text{ дБ}$$

При отстройке на 4 кГц, цифровой полосовой фильтр 3 кГц обеспечивает подавление на -24,1 дБ, при том, что аналоговый фильтр обеспечивал подавление только на -14,8 дБ. Благодаря лучшей избирательности цифровой фильтр способен различать более близко расположенные сигналы.

Полностью цифровой тракт ПЧ

Анализаторы, такие как анализаторы серии X компании Keysight, совместно используют несколько цифровых методов, чтобы добиться реализации полностью цифрового тракта ПЧ. Полностью цифровой тракт ПЧ предлагает пользователям целый ряд преимуществ. Сочетание анализа на основе БПФ для узких полос обзора и анализа со свипируемой частотой настройки для широких полос обзора оптимизирует время развёртки для обеспечения максимально высокой скорости измерений. Архитектурно АЦП перемещён ближе ко входному порту. Это стало возможным за счёт совершенствования АЦП и другого цифрового оборудования. Начнём рассмотрение структурной схемы

полностью цифрового тракта ПЧ анализатора сигналов серии X, представленного на рисунке 3-2.

В этом случае все 160 полос пропускания реализованы цифровыми методами. Тем не менее, перед АЦП имеются некоторые аналоговые схемы, начиная от нескольких каскадов преобразования с понижением частоты и заканчивая парой однозвенных предварительных фильтров (один LC-фильтр и один кварцевый фильтр). Предварительный фильтр помогает защитить последующие каскады от проникновения искажений третьего порядка, как и в аналоговой реализации тракта ПЧ. Кроме того, он позволяет расширить динамический диапазон измерения за счёт автоматической установки диапазона. Сигнал с выхода однозвенного предварительного фильтра поступает на детектор системы автоматической установки диапазона и антиалайзинговый фильтр.

Как и в любой архитектуре тракта ПЧ на основе БПФ, антиалайзинговый фильтр требуется для предотвращения наложений спектров (наложения внеполосных сигналов на дискретизированные данные АЦП). Этот фильтр - многозвенный и поэтому обладает значительным групповым временем задержки (ГВЗ). Даже пакетный ВЧ-сигнал с очень быстрым временем нарастания, перенесенный вниз на ПЧ, будет

задержан более чем на три цикла тактового сигнала АЦП (30 МГц) при прохождении через антиалайзинговый фильтр. Эта задержка даёт время для распознавания поступающего сигнала высокого уровня до того, как он вызовет перегрузку АЦП. Логическая схема, управляющая детектором системы автоматической установки диапазона, уменьшит усиление перед АЦП прежде, чем сигнал высокого уровня поступит на вход АЦП, предотвращая таким образом ограничение амплитуды сигнала. Если огибающая сигнала остаётся низкой в течение продолжительного времени, система автоматической установки диапазона увеличит усиление, понизив эффективный шум на входе. Цифровое усиление после АЦП также изменяется, чтобы скомпенсировать аналоговое усиление перед АЦП. Результатом является АЦП с плавающей запятой, обладающий очень широким динамическим диапазоном при включённой системе автоматической установки диапазона в режиме анализа со свипируемой частотой настройки.

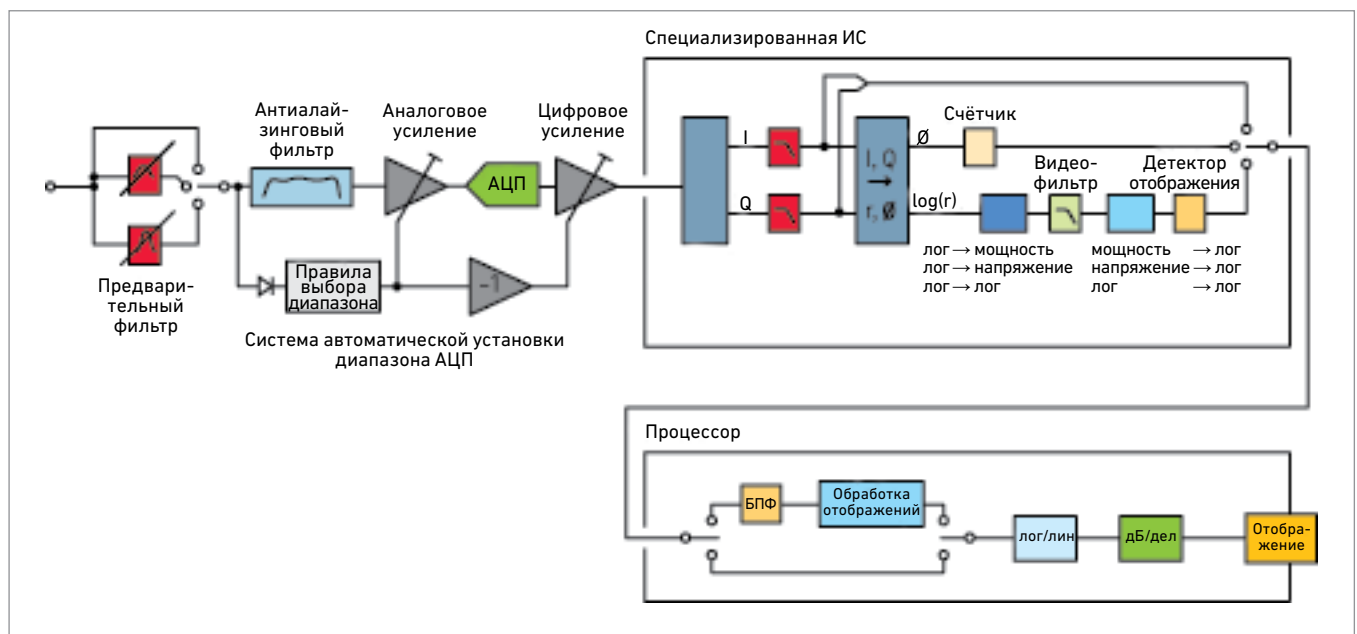


Рисунок 3-2. Структурная схема полностью цифрового тракта ПЧ в анализаторах сигналов серии X компании Keysight.

На рисунке 3-3 показано поведение анализаторов серии X при работе в режиме анализа со свипируемой частотой настройки. Однозвенный предварительный фильтр позволяет увеличить усиление, когда анализатор настроен далеко от несущей. По мере приближения к несущей усиление уменьшается, и шум квантования АЦП возрастает. Уровень шума будет зависеть от уровня сигнала и частотной отстройки от несущей, поэтому он будет выглядеть как ступенчатый фазовый шум. Однако, фазовый шум отличается от этого шума системы автоматического выбора диапазона. Фазового шума в анализаторах спектра невозможно избежать. Однако, уменьшая ширину полосы пропускания предварительного фильтра, можно уменьшить шум системы автоматической установки диапазона на большинстве частотных отстроек от несущей. Поскольку ширина полосы предварительного фильтра примерно в 2,5 раза превышает полосу пропускания анализатора, уменьшение полосы пропускания анализатора уменьшает шум системы автоматической установки диапазона.

Специализированная ИС цифровой обработки сигналов

Вернёмся к структурной схеме цифрового тракта ПЧ (рисунок 3-2). После того как усиление сигнала АЦП установлено с помощью аналогового усиления и скорректировано с использованием цифрового усиления, специализированная ИС начинает обрабатывать выборки. Сначала она разделяет выборки сигнала ПЧ, отбираемые с частотой дискретизации 30 МГц, на пары I и Q с половинной частотой (15 миллионов пар в секунду). Пары I и Q проходят через однокаскадный цифровой фильтр с подъёмом АЧХ в области высоких частот. Этот фильтр имеет противоположные аналоговому однозвенному предварительному фильтру коэффициент передачи и фазу. Затем сигналы I и Q фильтруются ФНЧ с линейной фазовой характеристикой и почти идеальной гауссовой частотной характеристикой. Гауссовы фильтры всегда использовались для анализа спектра со свипируемой частотой настройки из-за оптимального компромисса между характеристиками в частотной области (коэффициент прямоугольности) и во временной области (отклик на быстрые развёртки).

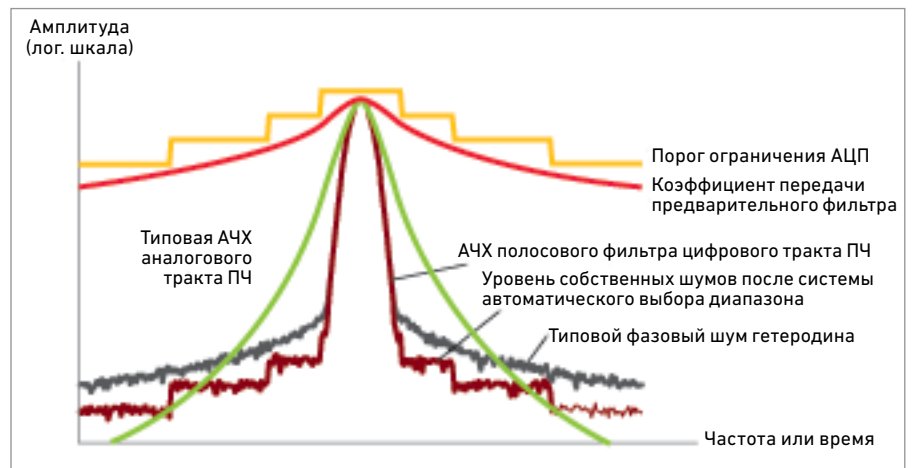


Рисунок 3-3. Система автоматического выбора диапазона поддерживает шум АЦП вблизи несущей и ниже уровня шума гетеродина или АЧХ разрешающего полосового фильтра.

Теперь с уменьшенной шириной полосы частот сигнала пары I и Q могут быть прорежены и посланы на процессор для вычисления БПФ или демодуляции. Хотя БПФ можно вычислить для охвата сегмента полосы обзора до 10 МГц (полоса пропускания антиалиазингового фильтра), то даже для БПФ в более узкой полосе, например, 1 кГц, при использовании более узкой полосы пропускания 1 Гц, для вычисления БПФ потребуется 20 миллионов точек данных. Использование прореживания для более узких полос обзора значительно уменьшает число точек данных, необходимых для вычисления БПФ, ускоряя вычисления.

Для анализа в режиме со свипируемой частотой настройки отфильтрованные пары I и Q преобразуются в пары амплитуд и фаз. При традиционном анализе в режиме со свипируемой частотой настройки сигнал амплитуды фильтруется видеофильтром, а выборки берутся с выхода схемы детектора отображения. Выбор логарифмической/линейной шкалы экрана и масштаба шкалы (дБ/дел) происходит в процессоре, поэтому график может отображаться в любом масштабе без проведения повторных измерений.

Дополнительные функции видеообработки

Обычно видеофильтр сглаживает логарифм амплитуды сигнала, но имеет много дополнительных функций. Он может преобразовать логарифмическую амплитуду огибающей в напряжение перед фильтрацией и преобразовать её обратно для обеспечения согласованных характеристик перед отображаемым детектированием.

Фильтрация амплитуды в линейном масштабе напряжения желательна для наблюдения формы огибающей импульсных ВЧ-сигналов при нулевой полосе обзора. Логарифмическую амплитуду сигнала можно также преобразовать в мощность (квадрат амплитуды) перед фильтрацией, а затем обратно. Фильтрация мощности позволяет анализатору выдать такой же средний отклик на сигналы с шумоподобными характеристиками (такие, как сигналы цифровой связи), как и на непрерывно генерируемые сигналы (НГ-сигналы) с таким же СКЗ напряжения. Всё чаще обычной потребностью измерений становится измерение полной мощности в канале или диапазоне частот. При проведении таких измерений точки отображения могут представлять среднюю мощность в то время, когда в процессе перестройки (сви́пирования) частота гетеродина совпадает с частотой, которую представляет эта точка. Видеофильтр можно переконфигурировать в режим накапливающего сумматора для выполнения логарифмического усреднения мощности, усреднения напряжения или усреднения мощности.

Измерение частоты

Анализаторы спектра в режиме со свипируемой частотой настройки обычно имеют счётчик частоты. Он подсчитывает число пересечений нулевого уровня в сигнале ПЧ и смещает это значение на известные значения частотных отстроек от частоты гетеродина в остальной части цепи преобразования. Если время счёта будет равно 1 секунде, можно достичь разрешения 1 Гц.

Благодаря цифровому синтезу частот гетеродина и реализации всех полос пропускания полностью цифровыми методами точность воспроизведения частоты, присущая анализаторам сигналов серии X, очень высока (0,1% от полосы обзора). Кроме того, анализаторы сигналов серии X включают в себя счётчик частоты, который отслеживает не только точки пересечения нулевого уровня, но также изменения фазы. Таким образом, он обеспечивает возможность разрешения по частоте до уровня в десятки миллигерц за 0,1 секунды. Благодаря такой конструкции возможность измерения изменений частоты не ограничивается анализатором спектра, а скорее определяется зашумленностью измеряемого сигнала.

Дополнительные преимущества полностью цифрового тракта ПЧ

Мы уже обсудили ряд преимуществ анализаторов сигналов с полностью цифровым трактом ПЧ: фильтрация мощности/напряжения/логарифма амплитуды, измерение частоты с высоким разрешением, переключение между логарифмической/линейной шкалой при отображении запомненных графиков, превосходные коэффициенты прямоугольности, режим детектора среднего значения в точке отображения, 160 полос пропускания и, конечно, режимы анализа на основе БПФ или перестраиваемой частоты настройки. При анализе спектра воздействие фильтрации, оказываемой разрешающими полосовыми фильтрами, приводит к погрешностям измерения частоты и амплитуды, которые зависят от скорости развёртки. С учётом фиксированного уровня этих погрешностей разрешающие полосовые фильтры с линейной фазовой характеристикой, используемые в полностью цифровом тракте ПЧ, позволяют использовать более высокие скорости развёртки, чем аналоговые фильтры. Цифровая реализация также позволяет применять к отсчётам частоты и амплитуды хорошо известные методы коррекции и использовать в два раза

более высокие скорости развёртки, если сравнивать со старыми анализаторами, а также обеспечивает превосходные характеристики даже при увеличении скорости развёртки в четыре раза. Анализаторы сигналов серии X компании Keysight способны достичь увеличения скорости развёртки более чем в 50 раз (см. раздел 3 “Цифровые фильтры”).

Логарифмическое усиление, реализованное цифровыми методами, является очень точным. Типовые погрешности анализатора в целом значительно меньше погрешностей измерения приборов, с помощью которых производитель проверяет погрешность воспроизведения логарифмической шкалы, значение которой в случае полностью цифрового тракта ПЧ нормируется как $\pm 0,07$ дБ для любых уровней до -20 дБм на входном смесителе анализатора. Диапазон логарифмического усиления не ограничен погрешностью воспроизведения логарифмической шкалы при низких уровнях, как в случае аналоговой реализации тракта ПЧ; он ограничен только уровнем шума, пересчитанном ко входному смесителю и приблизительно равным -155 дБм. Из-за компрессии однотонного сигнала в последующих цепях при более высоких уровнях мощности погрешность воспроизведения ухудшается до $\pm 0,13$ дБ для уровней сигналов до -10 дБм на входном смесителе. Если сравнивать с аналоговыми логарифмическими усилителями, то их характеристики обычно нормируются с погрешностями около ± 1 дБ.

Другие погрешности, связанные с трактом ПЧ, также улучшились. Предварительный фильтр ПЧ является аналоговым, и его нужно настраивать, как любой другой аналоговый фильтр, поэтому он подвержен погрешностям настройки. Но он намного лучше, чем большинство аналоговых фильтров. Поскольку этот фильтр имеет только один каскад, он может быть изготовлен на производстве с намного более высокой стабильностью, чем 4- или 5-звенные фильтры анализаторов спектра на базе аналогового тракта ПЧ.

В результате изменения коэффициентов усиления между разрешающими полосовыми фильтрами удерживаются в нормируемых пределах $\pm 0,03$ дБ для обычных реализаций цифрового тракта ПЧ, что в десятки раз лучше, чем для полностью аналоговых трактов ПЧ.

Погрешность полосы ПЧ определяется ограничениями в возможности точности учёта в цифровой части схемы погрешностей фильтрации и калибровки аналогового предварительного фильтра. Ещё раз отметим, что предварительный фильтр является очень стабильным и вносит только 20% от погрешности, которая будет существовать при реализации полосы пропускания с помощью 5-звенного фильтра. В результате, для большинства полос пропускания погрешность не превышает 2 процентов от их заявленной ширины в сравнении с нормированной погрешностью 10-20 процентов для анализаторов с аналоговым трактом ПЧ.

Погрешность полосы пропускания важна для минимизации погрешностей измерений мощности в канале и других подобных измерений. Как известно, шумовая полоса частот разрешающих полосовых фильтров имеет нормированные характеристики значительно лучшие, чем допустимое отклонение при установке, равное 2 %, а измерения маркеров шума и мощности в канале корректируются до допустимого отклонения $\pm 0,5\%$. Поэтому погрешности полосы пропускания добавляют только $\pm 0,022$ дБ к погрешности измерения амплитуды спектральной плотности шума и мощности в канале.

Наконец, в отсутствие аналоговых каскадов усиления, “ошибки усиления тракта ПЧ” нет вообще. В сумме все эти улучшения означают, что полностью цифровой тракт ПЧ обеспечивает существенное повышение точности анализатора спектра. Он также позволяет изменять установки анализатора без значительного влияния на погрешность измерения. Более подробно мы обсудим этот вопрос в следующем разделе.

Раздел 4. Погрешности измерения амплитуды и частоты

Теперь давайте рассмотрим точность измерения амплитуды или погрешность измерения амплитуды. Для большинства анализаторов спектра характеристики нормируются на основе как абсолютной, так и относительной погрешности. Однако, относительная погрешность должна учитываться в обоих случаях, поэтому давайте рассмотрим сначала факторы, оказывающие влияние на относительную погрешность измерения.

Прежде чем мы начнём обсуждать эти погрешности, давайте ещё раз посмотрим на структурную схему аналогового анализатора спектра со свипируемой частотой настройки, представленную на рисунке 4-1, и посмотрим, какие компоненты вносят свой вклад в погрешности. Далее мы рассмотрим в этом разделе, как цифровой тракт ПЧ и различные методы коррекции и калибровки могут значительно уменьшить погрешности измерений.

Компоненты, которые вносят вклад в погрешности измерений:

- Входной соединитель (рассогласование)
- Входной ВЧ-аттенуатор
- Смеситель и входной фильтр (неравномерность АЧХ)
- Усиление/ослабление тракта ПЧ (опорный уровень)
- Разрешающие полосовые фильтры
- Погрешность воспроизведения шкалы экрана
- Калибратор (не показан)

Рассогласование импеданса является важным фактором, определяющим погрешности измерений, которому часто не уделяется должного внимания. Анализаторы не обладают идеальными входными импедансами, а источники сигналов – идеальными выходными импедансами. Если возникает рассогласование, векторы падающих и отраженных сигналов могут складываться, увеличивая или уменьшая результирующий вектор. Поэтому сигнал, принятый анализатором, может быть больше или меньше первоначального сигнала. В большинстве случаев, погрешность, обусловленная рассогласованием, относительно мала. Однако, в связи с тем, что погрешность измерения амплитуды, обеспечиваемая анализаторами спектра, значительно улучшилась в последние годы, погрешность рассогласования теперь вносит более значительный вклад в общую погрешность измерений. В любом случае, улучшая согласование импедансов источника или анализатора, можно уменьшить погрешность измерений.

Общее выражение для расчёта максимальной погрешности рассогласования в дБ выглядит следующим образом:

$$\text{Погрешность (дБ)} = -20 \lg[1 \pm |(\rho_{\text{анализатор}})(\rho_{\text{источник}})|]$$

где ρ – коэффициент отражения.

В брошюрах, содержащих технические характеристики и данные анализаторов спектра, обычно нормируется входной коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН). Зная КСВН, можно вычислить ρ , используя следующее уравнение:

$$\rho = \frac{(\text{КСВН}-1)}{(\text{КСВН}+1)}$$

Например, рассмотрим анализатор спектра со входным КСВН, равным 1,2, и тестируемое устройство (ТУ) с КСВН, равным 1,4, на его выходном порте. Результирующая погрешность рассогласования будет равна $\pm 0,13$ дБ.

Дополнительная информация

Более подробная информация о том, как улучшение согласования импеданса источника или анализатора уменьшает погрешность измерения, содержится в брошюре *PSA Performance Spectrum Analyzer Series Amplitude Accuracy – Technical Overview* (Погрешность измерения амплитуды анализаторов спектра с высокими характеристиками серии PSA. Технический обзор), номер публикации 5980-3080EN.

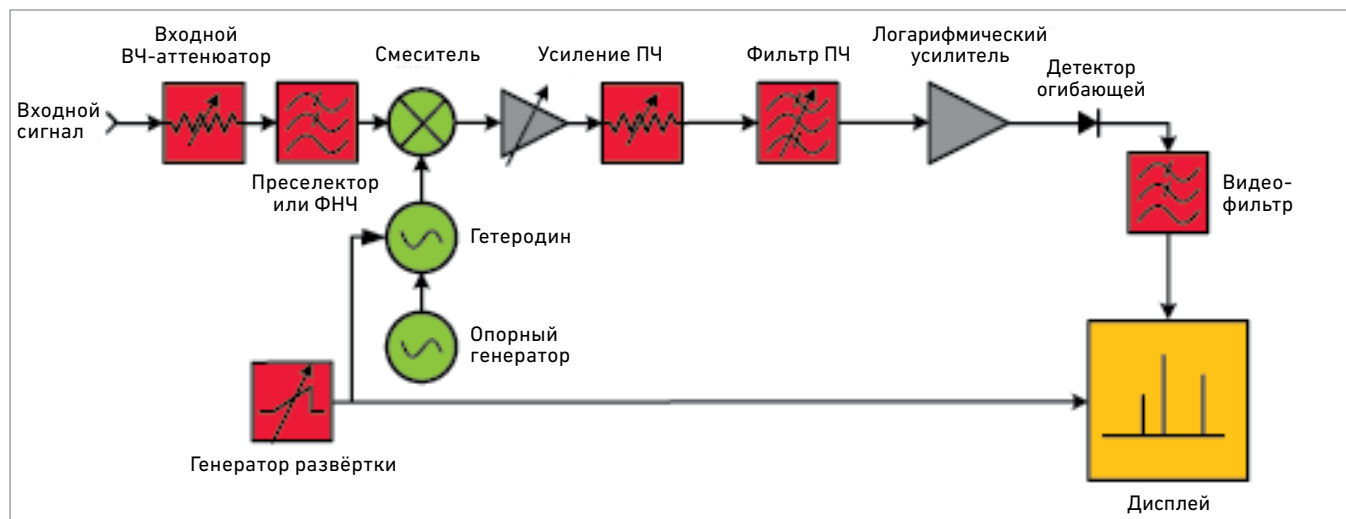


Рисунок 4-1. Структурная схема анализатора спектра

Поскольку наихудший случай рассогласования для анализатора возникает, когда его аттенюатор установлен на 0 дБ, мы должны по возможности избегать такой установки. В качестве альтернативы можно подключить хорошо согласованный фиксированный аттенюатор ко входу анализатора и за счёт этого значительно уменьшить влияние рассогласования на погрешность измерения. Добавление ослабления – это метод, который хорошо работает, если необходимо уменьшить погрешность измерения, в том случае, когда измеряемый сигнал значительно выше уровня шума. Правда, в тех случаях, когда отношение сигнал/шум низкое (обычно ≤ 7 дБ), добавление ослабления увеличит погрешность измерения, поскольку мощность шума добавляется к мощности сигнала, что приводит к ошибочно высокому отсчёту.

Давайте теперь обратимся ко входному аттенюатору. Некоторые относительные измерения проводятся при различных установках аттенюатора. В таких случаях мы должны учитывать **погрешность переключения входного ослабления**. Поскольку входной ВЧ-аттенюатор должен работать во всём диапазоне частот анализатора, его точность установки шага ослабления зависит от частоты. Аттенюатор также вносит свой вклад в неравномерность общей АЧХ анализатора. Мы ожидаем, что на частоте 1 ГГц характеристики аттенюатора будут неплохими; а на частоте 26 ГГц – не такими хорошими.

Следующим компонентом в тракте сигнала является входной фильтр. Анализаторы спектра используют фиксированный ФНЧ в нижней полосе частот, и перестраиваемый полосовой фильтр, который называется преселектором (подробнее мы обсудим преселектор в разделе 7), в верхней полосе частот. АЧХ фиксированного ФНЧ лучше, чем у преселектора, и поэтому вклад ФНЧ в неравномерность АЧХ анализатора является незначительным. Преселектор представляет собой перестраиваемый фильтр, построенный на основе ЖИГ-резонатора, который имеет более значительные изменения АЧХ, в пределах от 1,5 до 3 дБ, на частотах миллиметровых волн.

За входным фильтром следуют смеситель и гетеродин. Они оба вносят вклад в **неравномерность АЧХ**. На рисунке 4-2 показано, как может

выглядеть АЧХ в одной частотной полосе. Неравномерность АЧХ обычно нормируется как $\pm x$ дБ относительно средней точки между экстремальными значениями. Неравномерность АЧХ анализатора спектра представляет собой характеристику всей системы, являющейся результатом характеристик неравномерности и взаимодействия индивидуальных компонентов в тракте сигнала вплоть до первого смесителя, включая и его самого. СВЧ-анализаторы спектра используют более одной частотной полосы для работы на частотах выше 3,6 ГГц. Это достигается посредством использования более высоких гармоник гетеродина и будет подробнее рассмотрено в разделе 7. При проведении относительных измерений между сигналами в разных полосах частот необходимо учитывать неравномерность АЧХ для каждой полосы, чтобы определить общую погрешность, обусловленную неравномерностью АЧХ. Кроме того, некоторые анализаторы имеют **погрешность переключения полосы частот**, которую также необходимо добавлять к общей погрешности измерений.

После того, как входной сигнал преобразован в сигнал ПЧ, он проходит через усилитель и аттенюатор тракта ПЧ, которые настроены так, чтобы компенсировать изменения установок ВЧ-аттенюатора и потери преобразования смесителя. Амплитуда входного сигнала соответственно совмещается с верхней линией (границей) масштабной сетки дисплея, известной как опорный уровень. Усилитель и аттенюатор тракта ПЧ работают только на одной частоте и поэтому не вносят никакого вклада

в неравномерность АЧХ. Однако, некоторая погрешность измерения амплитуды всегда вносится, и она зависит от того, насколько точно усилитель и аттенюатор тракта ПЧ могут устанавливаться на требуемое значение. Эта погрешность называется погрешностью опорного уровня.

Другой параметр, который мы можем изменять в ходе измерений, – это полоса пропускания. Разные фильтры имеют разные вносимые потери. Обычно наибольшую разницу мы видим при переключении между LC-фильтрами, которые обычно используются для широких полос пропускания, и кварцевыми фильтрами, которые используются для узких полос пропускания. Это приводит к **погрешности переключения полосы пропускания**.

Наиболее распространенным способом отображения сигналов на экране анализатора спектра является использование логарифмической амплитудной шкалы, например, 10 дБ на деление или 1 дБ на деление. Поэтому обычно сигнал ПЧ проходит через логарифмический усилитель. Передаточная характеристика логарифмического усилителя почти соответствует логарифмической кривой. Поэтому любое отклонение от идеальной логарифмической характеристики вносит вклад в погрешность измерения амплитуды. Аналогично, если анализатор спектра использует линейную шкалу, линейные усилители также не имеют идеальных линейных характеристик. Этот тип погрешности называется погрешностью воспроизведения шкалы экрана.

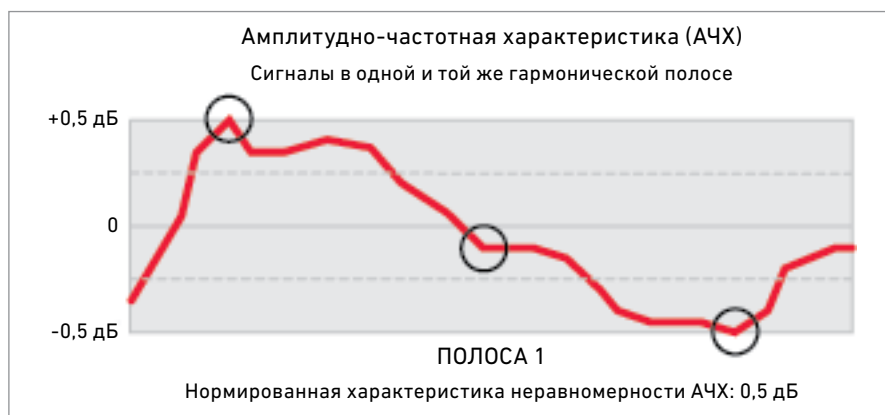


Рисунок 4-2. Относительная неравномерность АЧХ в одной полосе частот.

Относительная погрешность

Когда мы проводим относительные измерения на входном сигнале, мы используем либо какую-то часть этого же сигнала, либо другой сигнал в качестве опорного. Например, при измерении гармонических искажений второго порядка в качестве опорного сигнала мы используем основную частоту сигнала. Абсолютные значения не играют роли; нас интересует только, насколько вторая гармоника отличается по амплитуде от сигнала основной частоты.

При самом неблагоприятном сценарии относительного измерения основная частота сигнала может совпасть с наивысшей точкой АЧХ, в то время как гармоника, которую мы хотим измерить - с её низшей точкой. Столь же вероятен и обратный сценарий. Поэтому, если нормированная характеристика относительной неравномерности АЧХ равна $\pm 0,5$ дБ, как показано на рисунке 4-2, то общая погрешность будет вдвое больше, то есть $\pm 1,0$ дБ.

Возможно, что эти два тестируемых сигнала окажутся в разных полосах частот анализатора спектра. В этом случае тщательный анализ суммарной погрешности должен включать сумму значений неравномерности АЧХ для обеих полос.

Другие погрешности, такие как погрешность переключения полосы пропускания или погрешность опорного уровня, при проведении относительных измерений можно не учитывать, поскольку они одновременно применяются к обоим сигналам.

Абсолютная погрешность измерения амплитуды

Почти все анализаторы спектра имеют встроенный калиброванный источник, который обеспечивает известный опорный сигнал заданной амплитуды и частоты. Мы полагаемся на относительную погрешность анализатора при переносе результатов калибровки абсолютных значений по опорному сигналу на другие частоты и амплитуды. Анализаторы спектра часто имеют характеристику абсолютной неравномерности АЧХ, где нулевая точка на кривой неравномерности соответствует этому калибровочному сигналу. Многие анализаторы компании Keysight используют опорный сигнал 50 МГц. На этой частоте нормированная абсолютная погрешность измерения амплитуды является очень хорошей: $\pm 0,24$ дБ для анализатора сигналов PXA серии X.

Лучше всего всегда рассматривать все известные погрешности и затем решать, какими из них можно пренебречь при проведении определенных типов измерений. Диапазоны значений в таблице 4-1 представляют технические характеристики ряда анализаторов спектра.

Некоторые из этих технических характеристик, например, неравномерность АЧХ, зависят от диапазона частот. ВЧ-анализатор спектра с диапазоном частот до 3 ГГц может иметь неравномерность АЧХ $\pm 0,38$ дБ, а СВЧ-анализатор спектра, работающий в диапазоне частот до 26 ГГц, может иметь неравномерность АЧХ $\pm 2,5$ дБ или даже больше. С другой стороны, некоторые источники погрешностей, такие как погрешность переключения полосы пропускания, одинаково применимы ко всем частотам.

Уменьшение суммарной погрешности измерений

При оценке суммарной погрешности измерения в первый раз мы можем серьезно встревожиться в процессе суммирования составляющих погрешности. Оценка наихудшего случая предполагает, что максимальные нормированные значения каждого источника погрешностей анализатора спектра действуют одновременно и в одном направлении. Но источники погрешностей можно рассматривать как независимые переменные, поэтому вполне вероятно, что некоторые ошибки будут положительными, а другие - отрицательными. Поэтому обычной практикой является вычисление суммарной погрешности как квадратного корня из суммы квадратов составляющих погрешностей (RSS).

Таблица 4-1. Типичные значения погрешностей измерения амплитуды для распространённых анализаторов спектра

Погрешности измерения амплитуды ($\pm$ дБ)	
Относительные	
Погрешность переключения ВЧ-аттенюатора	От 0,18 до 0,7
Неравномерность АЧХ	От 0,38 до 2,5
Погрешность опорного уровня (изменение ослабления/усиления тракта ПЧ)	От 0,0 до 0,7
Погрешность переключения полосы пропускания	От 0,03 до 1,0
Погрешность воспроизведения шкалы экрана	От 0,07 до 1,15
Абсолютные	
Погрешность калибратора	От 0,24 до 0,34

Вычисляем ли мы погрешность для наихудшего случая или квадратный корень из суммы квадратов составляющих погрешностей (RSS), можно предпринять несколько шагов, чтобы улучшить ситуацию. Во-первых, необходимо изучить технические характеристики используемого анализатора спектра. Эти характеристики могут быть вполне приемлемыми в пределах того диапазона, в котором мы проводим измерение. Если нет, то таблица 4-1 предлагает несколько возможностей для повышения точности.

Прежде чем начать сбор данных, можно последовательно пройти через все этапы измерения, чтобы выяснить, какие элементы управления не требуются перестраивать в процессе измерения. Мы можем обнаружить, что измерение может обойтись без изменения установки ВЧ-аттенюатора, полосы пропускания или опорного уровня. В таком случае все погрешности, связанные с изменением этих установок, отбрасываются. Мы можем сопоставить погрешность опорного уровня и точность воспроизведения шкалы дисплея и использовать то, что является более точным, исключая другое как источник погрешности. Мы даже можем обойти неравномерность АЧХ, если готовы решиться измерить характеристики используемого анализатора². Добиться этого можно, используя измеритель мощности и сравнивая отсчеты анализатора спектра на интересующих частотах с отсчетами измерителя мощности.

То же самое применимо к калибратору. Если имеется более точный калибратор, или калибратор, более близкий к интересующей частоте, можно использовать его вместо встроенного калибратора. Наконец, многие современные анализаторы используют процедуры самокалибровки. Эти процедуры генерируют коэффициенты калибровки (например, отражающие зависимость изменения амплитуды от полосы пропускания), которые анализатор впоследствии использует для коррекции измеренных данных. В итоге эти процедуры самокалибровки позволяют получать хорошие результаты измерений амплитуды и дают больше свободы в изменении настроек анализатора в ходе измерения.

Технические характеристики, типовые характеристики и номинальные значения

При оценке точности анализатора спектра важно иметь четкое представление о значениях многих различных величин, имеющих в документах, содержащих технические характеристики анализатора. Компания Keysight определяет три класса технических характеристик прибора:

Технические характеристики (ТХ)

описывают характеристики параметров, поддерживаемые гарантией на прибор в диапазоне температур от 0 до 55 °C (если не указано иное). Каждый прибор тестируется для проверки соответствия техническим характеристикам с учётом погрешностей измерения оборудования, использованного для тестирования прибора. Все приборы, прошедшие тестирование, будут соответствовать техническим характеристикам.

Ряд производителей измерительного оборудования используют значение интервала 2σ (2 сигма) или уровня достоверности 95% для некоторых технических характеристик прибора. Поэтому при оценке технических характеристик приборов разных производителей важно убедиться, что сравниваются аналогичные параметры, чтобы обеспечить точное сравнение.

Типовые характеристики дают дополнительную информацию о характеристиках прибора, но не поддерживаются гарантией на прибор. Это значения рабочих параметров, которые выходят за рамки гарантированных характеристик и с достоверностью 95% реализуются для 80% приборов в интервале температур окружающей среды от 20 до 30 °C. Типовые характеристики не включают погрешности измерений. В процессе производства все приборы тестируются на соответствие типовым характеристикам.

Номинальные значения представляют ожидаемые характеристики или описывают рабочие характеристики прибора, которые полезно знать при его эксплуатации, но которые не поддерживаются гарантией на прибор. Номинальные параметры обычно не тестируются во время процесса производства.

Архитектура и погрешности цифрового тракта ПЧ

Как описано в предыдущем разделе, цифровая архитектура тракта ПЧ устраняет или минимизирует многие из погрешностей, которые встречаются в аналоговых анализаторах спектра. К ним относятся следующие:

Погрешность опорного уровня (погрешность усиления тракта ПЧ)

Анализаторы спектра с полностью цифровым трактом ПЧ, как в серии X компании Keysight, не имеют усиления тракта ПЧ, которое изменяет опорный уровень. Поэтому в этом случае погрешности усиления тракта ПЧ нет.

Погрешность воспроизведения шкалы экрана

Цифровая архитектура тракта ПЧ не включает логарифмический усилитель. Вместо этого логарифмическая функция реализуется математически, и традиционная погрешность воспроизведения логарифмической шкалы не существует. Однако эта погрешность образуется за счёт вклада других факторов, таких как компрессия ВЧ-сигналов (особенно для входных сигналов с уровнем выше -20 дБм), точность настройки усиления диапазона АЦП и нелинейность АЦП (или ошибка квантования). Ошибку квантования можно улучшить добавлением шума, который сглаживает среднее значение передаточной функции АЦП. Этот добавленный шум называют дизером (подмешиваемый псевдослучайный сигнал). Добавление шума уменьшает нелинейность, но при этом несколько ухудшает средний уровень собственных шумов. Для анализаторов сигналов серии X мы обычно рекомендуем использовать дизер, если измеряемый сигнал имеет отношение сигнал/шум не менее 10 дБ. Если оно меньше 10 дБ, ухудшение точности любого единичного (то есть, без усреднения) измерения вследствие более высокого уровня собственных шумов становится более значительным, чем проблемы нелинейности, решаемые добавлением дизера, поэтому дизер в этом случае лучше выключить.

2. Если мы это сделаем, то более значительной погрешностью может стать погрешность рассогласования.

Погрешность переключения
полосы пропускания

Цифровой тракт ПЧ анализаторов сигналов серии X включает аналоговый предварительный фильтр, полоса пропускания которого устанавливается в 2,5 раза шире требуемой полосы пропускания анализатора. Этот фильтр имеет погрешность установки полосы пропускания, усиления и центральной частоты, которая зависит от установки полосы пропускания анализатора. Последующая фильтрация в полосе пропускания реализована цифровыми методами в специализированной ИС цифрового тракта ПЧ. Хотя цифровые фильтры не являются идеальными, они характеризуются очень высокой повторяемостью, а для минимизации погрешностей применяется компенсация. Это приводит к значительному суммарному улучшению погрешности переключения полосы пропускания по сравнению с аналоговыми приборами.

Примеры определения
погрешностей измерения
амплитуды

Давайте рассмотрим некоторые примеры определения погрешностей измерения амплитуды для различных измерений. Допустим, мы хотим измерить ВЧ-сигнал с частотой 1 ГГц и амплитудой -20 дБм. Если использовать анализатор сигналов PXA серии X компании Keysight с ослаблением = 10 дБ, полосой пропускания = 1 кГц, полосой видеофильтра = 1 кГц, полосой обзора = 20 кГц, опорным уровнем = -20 дБм, логарифмической шкалой, связанным временем развёртки и температурой окружающей среды от 20 до +30°C, то технические характеристики определяют, что абсолютная погрешность измерения будет равна ±0,24 дБ плюс абсолютная неравномерность АЧХ. Анализатор сигналов MXA серии X, измеряющий такой же сигнал, используя такие же установки, будет иметь нормированную погрешность ±0,33 дБ плюс абсолютная неравномерность АЧХ. Эти значения подытожены в таблице 4-2.

На более высоких частотах погрешности становятся больше. В этом примере мы хотим измерить сигнал с частотой 10 ГГц и амплитудой -10 дБм. Кроме того, мы хотим измерить его вторую гармонику на частоте 20 ГГц. Предположим, что условия измерения следующие: температура окружающей среды

Таблица 4-2. Погрешности измерения амплитуды при измерении сигнала с частотой 1 ГГц

Источник погрешности	Абсолютная погрешность измерения сигнала с частотой 1 ГГц и амплитудой -20 дБм		
	N9030A PXA	N9020A MXA	N9010A EXA
Абсолютная погрешность измерения амплитуды	± 0,24 дБ	± 0,33 дБ	± 0,40 дБ
Неравномерность АЧХ	± 0,35 дБ	± 0,45 дБ	± 0,60 дБ
Суммарная погрешность (наихудший случай)	± 0,59 дБ	± 0,78 дБ	± 1,00 дБ
Суммарная погрешность (RSS)	± 0,42 дБ	± 0,56 дБ	± 0,72 дБ

Таблица 4-3. Сравнение абсолютной и относительной погрешностей измерения амплитуды (8563EC и N9030A PXA)

Источник погрешности	Измерение сигнала с частотой 10 ГГц и амплитудой -10 дБм			
	Абсолютная погрешность измерения на основной частоте 10 ГГц		Относительная погрешность измерения на второй гармонике 20 ГГц	
	8563EC	N9030A PXA	8563EC	N9030A PXA
Калибратор	± 0,3 дБ	Нет данных	Нет данных	Нет данных
Абс. погрешность измерения амплитуды	Нет данных	± 0,24 дБ	Нет данных	Нет данных
Аттенюатор	Нет данных	Нет данных	Нет данных	Нет данных
Неравномерность АЧХ	± 2,9 дБ	± 2,0 дБ	± (2,2 + 2,5) дБ	± (2,0 + 2,0) дБ
Погрешность переключения полосы гетеродина	Нет данных	Нет данных	± 1,0 дБ	Нет данных
Усиление ПЧ	Нет данных	Нет данных	Нет данных	Нет данных
Переключение полосы пропускания	Нет данных	± 0,03 дБ	Нет данных	Нет данных
Погрешность воспроизведения шкалы экрана	Нет данных	± 0,07 дБ	± 0,85 дБ	± 0,07 дБ
Суммарная погрешность (наихудший случай)	± 3,20 дБ	± 2,34 дБ	± 6,55 дБ	± 4,07 дБ
Суммарная погрешность (RSS)	± 2,91 дБ	± 2,02 дБ	± 3,17 дБ	± 2,83 дБ

от 0 до 55 °C, полоса пропускания = 300 кГц, ослабление = 10 дБ, опорный уровень = -10 дБм. В таблице 4-3 приведено сравнение абсолютной и относительной амплитудных погрешностей измерения амплитуды для двух анализаторов спектра и сигналов компании Keysight, 8563EC (с аналоговым трактом ПЧ) и E4440A PSA (с цифровым трактом ПЧ).

Погрешность измерения частоты

До сих пор наше внимание было сосредоточено почти исключительно на измерениях амплитуды. Если рассматривать измерения частоты, то их можно разделить на две основные категории: **абсолютные** и **относительные** измерения частоты. Абсолютные измерения используются

для измерения частоты конкретных сигналов. Например, мы можем измерить сигнал радиовещания, чтобы убедиться, что он передаётся на выделенной частоте. Абсолютные измерения также используются для анализа нежелательных сигналов, например, при поиске паразитных помех. Относительные измерения, с другой стороны, полезны для определения разности частот между спектральными составляющими или частоты модуляции.

До конца 1970-х годов абсолютная погрешность частоты измерялась в мегагерцах, поскольку первыми гетеродинами были высокочастотные генераторы, работавшие выше ВЧ-диапазона частот анализатора. В то время не пытались связывать гетеродин

с более точным опорным генератором. Современные гетеродины являются цифровыми синтезаторами частот и обеспечивают более высокую точность. Абсолютная погрешность измерения частоты обычно описывается как **техническая характеристика погрешности отсчёта** частоты, которая соотносится с центральной, начальной или конечной частотой и частотами маркеров.

С выходом на рынок прибора 8568A компании Keysight в 1977 году в анализаторах спектра общего назначения стала доступна точность измерения частоты, как в частотомерах, а для уменьшения дрейфа стали использоваться термостатированные генераторы. В течение ряда лет к анализаторам всех ценовых диапазонов были добавлены опорные генераторы с кварцевой стабилизацией частоты и гетеродины с различными формами косвенного синтеза частоты. Самое широкое определение косвенного синтеза заключается в том, что частота генератора тем или иным способом определяется частотой опорного генератора. Это включает использование таких технологий, как фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ), частотная дискриминация и цифровая ФАПЧ.

В данном случае нас интересует эффект, который все эти изменения оказали на точность измерения частоты (и дрейфа). Типовую погрешность отсчёта частоты можно определить следующим образом:

$$\pm [(отсчёт частоты \times погрешность частоты опорного генератора) + A\% \text{ от полосы обзора} + B\% \text{ от полосы пропускания} + C \text{ Гц}]$$

Заметим, что мы не можем определить точную погрешность измерения частоты, не имея никакой информации о погрешности частоты опорного генератора. В большинстве случаев известна скорость старения, например, $\pm 1 \times 10^{-7}$ за год, хотя иногда скорость старения определяется за более короткий период (например, $\pm 5 \times 10^{-10}$ за день). Кроме того, нам необходимо знать, когда в последний раз проводилась настройка генератора, и насколько точно было установлено его номинальное значение частоты (обычно 10 МГц). Другим фактором, который часто упускают из виду при определении погрешности измерения частоты, является время установления рабочего режима генератора. Многим генераторам нужно от 24 до 72 часов,

чтобы достичь своих заявленных нормированных характеристик скорости дрейфа. Чтобы минимизировать этот эффект, некоторые анализаторы спектра продолжают обеспечивать питание для опорного генератора, пока прибор подключён к сети питания переменного тока. В этом случае прибор в действительности находится не в выключенном состоянии, а скорее, в режиме ожидания ("standby"). Также следует учитывать температурную нестабильность, поскольку она может быть хуже, чем скорость дрейфа. Короче говоря, имеется ряд факторов, которые необходимо учитывать при определении погрешности измерения частоты.

В заводской измерительной установке часто имеется собственный стандарт частоты, прослеживаемый до национального стандарта. Большинство анализаторов со встроенными опорными генераторами позволяют использовать внешние источники опорного сигнала. Тогда в предшествующем выражении погрешность частоты опорного генератора становится погрешностью заводского стандарта частоты.

При проведении относительных измерений необходимо учитывать погрешность полосы обзора. Для анализаторов компании Keysight погрешность полосы обзора означает погрешность отображаемого разделения любых двух спектральных составляющих на дисплее. Например, предположим, что эта погрешность равна 0,5% от ширины полосы обзора, и мы имеем два сигнала, разделённых двумя делениями при полосе обзора 1 МГц (100 кГц на деление). Погрешность разделения сигналов будет равна 5 кГц. Погрешность будет такой же, если использовать дельта-маркеры, и разность их отсчётов будет равна 200 кГц. Таким образом, результатом измерения будет 200 кГц ± 5 кГц.

При проведении измерений в полевых условиях пользователю требуется как можно быстрее включить анализатор, выполнить измерения и идти дальше. В этом случае полезно знать поведение опорного генератора в анализаторе, при коротком времени установления рабочего режима. Например, портативные анализаторы спектра серии ESA-E компании Keysight будут соответствовать заявленным техническим характеристикам по истечении пяти минут времени установления рабочего режима.

Большинство анализаторов спектра имеют маркеры, которые можно установить на сигнал, чтобы измерить абсолютные значения амплитуды и частоты. Однако, отображаемый отсчёт частоты по маркеру является функцией калибровки частоты на экране, положения маркера на экране и выбранного числа точек отображения. Кроме того, чтобы добиться наилучшей точности измерения частоты, нужно поместить маркер точно на пик отклика спектральной составляющей. Если установить маркер на какую-то другую точку отклика, мы получим другой отсчёт частоты. Для повышения точности можно сузить полосу обзора и полосу пропускания для уменьшения их влияния. В этом случае поместить маркер на пик отклика будет проще.

Многие анализаторы имеют режимы работы маркеров, которые используют внутренние счётчики для исключения влияния полосы обзора и полосы пропускания на точность измерения частоты. Счётчик не ведёт отсчёт частоты входного сигнала непосредственно, а вместо этого подсчитывает частоту сигнала ПЧ и, возможно, одного или нескольких сигналов гетеродина, а процессор вычисляет частоту входного сигнала. Чтобы исключить шум как фактор, влияющий на отсчёт, требуется, чтобы отношение сигнал/шум превышало заданное минимальное значение. Подсчёт частоты сигнала на ПЧ также исключает необходимость помещения маркера точно на пик отклика сигнала на экране. Если используется эта функция отсчёта счётчика маркера, то помещение маркера где-нибудь вблизи пика сигнала выше уровня шума, выполнит измерение частоты. Погрешность отсчёта частоты по маркеру можно определить следующим образом:

$$\pm [(отсчёт частоты маркера \times погрешность частоты опорного генератора) + разрешение счётчика]$$

Необходимо по-прежнему учитывать погрешность частоты опорного генератора, как мы обсуждали ранее. Разрешение счётчика определяется младшим значащим разрядом в отсчёте счётчика, как и для любого простого цифрового счётчика. Некоторые анализаторы позволяют использовать режим счётчика с дельта-маркерами. В этом случае влияние разрешения счётчика и фиксированной частоты удваивается.

Раздел 5. Чувствительность и шум

Чувствительность

Одним из основных направлений использования анализаторов спектра является поиск и измерение сигналов низкого уровня. Ограничением при проведении таких измерений является шум, генерируемый внутри самого анализатора спектра. Этот шум, созданный случайным движением электронов в различных элементах цепей, увеличивается несколькими каскадами усиления анализатора и появляется на экране дисплея в виде шумового сигнала. В анализаторах спектра этот шум обычно называют средним уровнем собственных шумов (DANL)¹. Мощность шума, измеряемая как средний уровень собственных шумов, представляет собой сочетание теплового шума и коэффициента шума анализатора спектра. Хотя имеются методики, позволяющие измерять сигналы, находящиеся даже несколько ниже этого уровня, в конечном счёте эта мощность шума ограничивает нашу возможность проводить измерения сигналов низкого уровня.

Предположим, что ко входу анализатора спектра подключена 50-омная согласованная нагрузка, чтобы предотвратить попадание в анализатор любых нежелательных сигналов. Эта пассивная согласованная нагрузка генерирует небольшую величину энергии шума, равную kTB , где :

k = постоянная Больцмана
($1,38 \times 10^{-23}$ Дж/°К)

T = температура, °К

B = полоса частот, в которой измеряется шум, Гц

Поскольку полная мощность шума зависит от полосы частот измерения, это значение обычно нормируется к полосе 1 Гц. Поэтому при комнатной температуре плотность мощности шумов равна -174 дБм/Гц. Когда этот шум достигнет первого каскада усиления анализатора, усилитель увеличит этот шум и добавит часть своего собственного шума. По мере прохождения шумового сигнала через систему его амплитуда остаётся достаточно большой, так что шум, генерируемый в последующих каскадах

усиления, добавляет только небольшую величину к суммарной мощности шума. Между входным соединителем анализатора спектра и первым каскадом усиления расположены входной аттенюатор, а также один или несколько смесителей, и все эти компоненты генерируют шум. Однако, шум, генерируемый ими, либо равен, либо достаточно близок к абсолютному минимуму -174 дБм/Гц, поэтому он не оказывает значительного влияния на уровень шума, поступающий на первый каскад усиления, и усиление этого шума обычно является незначительным.

Хотя входной аттенюатор, смеситель и другие элементы цепи между входным соединителем и первым каскадом усиления оказывают незначительное влияние на фактический шум системы, они имеют заметное влияние на способность анализатора отображать сигналы низкого уровня, поскольку ослабляют входной сигнал. То есть, они уменьшают отношение сигнал/шум и таким образом ухудшают чувствительность.

Мы можем определить средний уровень собственных шумов, просто отмечая уровень шума, отображаемый на экране, когда вход анализатора нагружен на согласованную нагрузку 50 Ом. Этот уровень соответствует уровню собственных шумов анализатора. Сигналы ниже этого уровня маскируются шумом, и их невозможно увидеть. Однако средний уровень собственных шумов не является фактическим уровнем шума на входе, а представляет скорее эффективный уровень шума. Экран анализатора откалиброван для отображения уровня сигнала на входе анализатора, так что средний уровень собственных шумов представляет воображаемый или эффективный уровень собственных шумов на входе.

Фактический уровень шума на входе зависит от входного сигнала. В действительности шум иногда сам является измеряемым сигналом. Как и любой дискретный сигнал, шумовой сигнал намного проще измерить, если он намного выше эффективного (отображаемого) уровня собственных

шумов. Эффективный входной уровень собственных шумов включает потери, вносимые входным аттенюатором, потери преобразования смесителя, и потери в других элементах цепи, расположенных до первого каскада усиления. Мы ничего не можем сделать с потерями преобразования смесителя, но можем изменить ослабление входного ВЧ-аттенюатора. Это позволяет нам управлять уровнем входного сигнала, поступающего на первый смеситель, и тем самым изменять отображаемое отношение сигнал/уровень собственных шумов. Очевидно, что наименьшее значение уровня собственных шумов получается при выборе минимального (нулевого) ослабления ВЧ-сигнала.

Поскольку входной аттенюатор не оказывает никакого влияния на фактический шум, генерируемый в системе, некоторые старые модели анализаторов спектра просто оставляли отображаемый шум в одном и том же положении на экране, независимо от установки входного аттенюатора. То есть, усиление ПЧ оставалось постоянным. В этом случае входной аттенюатор влиял на положение истинного входного сигнала на экране. По мере увеличения входного ослабления, уменьшающего уровень входного сигнала, положение сигнала на экране опускалось ниже, в то время как шум оставался неподвижным.

1. Средний уровень собственных шумов иногда путают с "чувствительностью". Хотя эти два понятия и связаны, они имеют разные значения. Чувствительность – это мера минимального уровня сигнала, который приводит к заданному отношению сигнал/шум или коэффициенту битовых ошибок (BER). Это обычный показатель характеристик радиоприёмников. Технические характеристики анализаторов спектра всегда приводятся в показателях среднего уровня собственных шумов.

Начиная с конца 1970-х годов, разработчики анализаторов спектра применили другой подход. В новых анализаторах внутренний микропроцессор изменяет усиление ПЧ, чтобы компенсировать изменения ослабления входного аттенюатора. Таким образом, сигналы, поступающие на вход анализатора, не меняют своего положения на экране при изменении ослабления входного аттенюатора, в то время как отображаемый уровень шума перемещается вверх или вниз. В этом случае опорный уровень остается неизменным, как показано на рисунке 5-1. По мере увеличения ослабления от 5 до 15 и 25 дБ отображаемый уровень шума возрастает, в то время как сигнал -30 дБ остается неизменным. В любом случае, мы получим наилучшее отношение сигнал/шум, выбрав минимальное ослабление входного аттенюатора.

Ширина полосы пропускания также влияет на отношение сигнал/шум, или на чувствительность. Шум, генерируемый внутри анализатора, является случайным и имеет постоянную амплитуду в широком диапазоне частот. Поскольку разрешающие полосовые фильтры (фильтры ПЧ) установлены после первого каскада усиления, суммарная мощность шума, проходящая через фильтры, определяется шириной полосы этих фильтров. Далее этот шумовой сигнал детектируется и в конечном счете отображается на дисплее. Случайный характер шумового сигнала заставляет отображаемый уровень шума изменяться в соответствии с уравнением:

$$10 \lg (BW_2 / BW_1)$$

где

BW_1 = начальная полоса пропускания
 BW_2 = конечная полоса пропускания

Таким образом, если мы изменяем полосу пропускания в 10 раз, отображаемый уровень шума изменяется на 10 дБ, как показано на рисунке 5-1. Для непрерывно генерируемых сигналов мы получим наилучшее отношение сигнал/шум, или наилучшую чувствительность, используя минимальную полосу пропускания из доступных в используемом анализаторе².

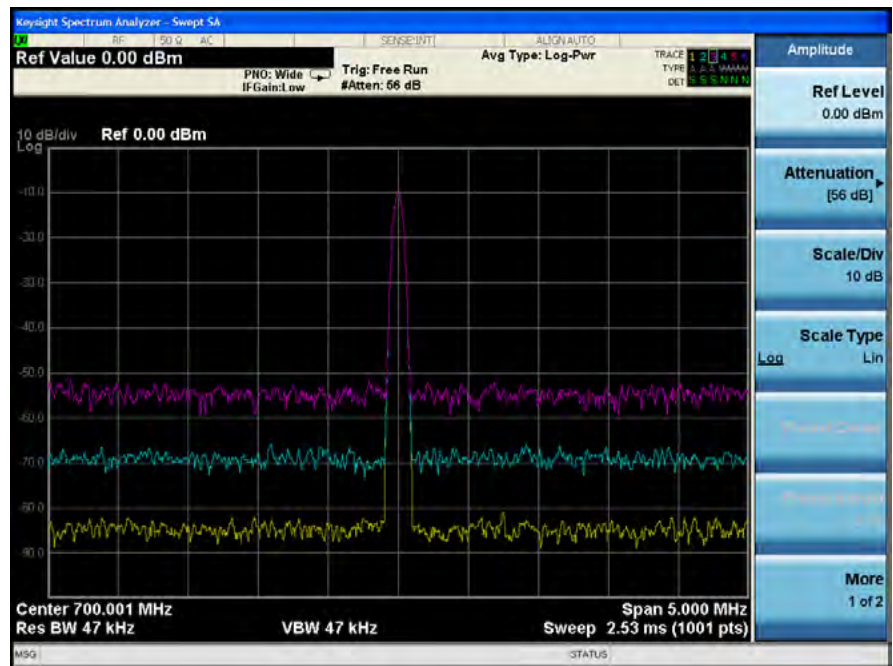


Рисунок 5-1. В современных анализаторах спектра опорные уровни остаются постоянными при изменении ослабления входного аттенюатора.

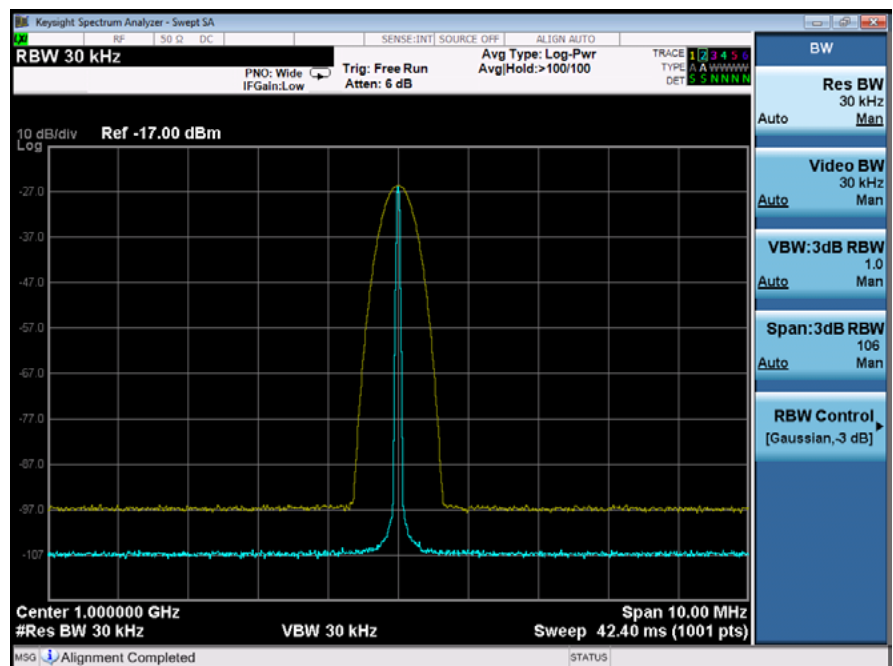


Рисунок 5-2. Отображаемый уровень шума изменяется в соответствии с выражением $10 \lg (BW_2 / BW_1)$.

2. Широкополосные импульсные сигналы могут демонстрировать совершенно обратное поведение, выражающееся в том, что отношение сигнал/шум увеличивается, когда полоса пропускания становится шире.

Анализатор спектра отображает сумму сигнала и шума, и низкое отношение сигнал/шум усложняет распознавание сигнала. Ранее мы отмечали, что для уменьшения флуктуаций амплитуды зашумленных сигналов, не оказывая влияния на постоянные сигналы, можно использовать видеофильтр. На рисунке 5-3 показано, как видеофильтр может повысить возможность распознавания сигналов низкого уровня. Видеофильтр не оказывает влияния на средний уровень собственных шумов и не влияет, исходя из этого определения, на чувствительность анализатора.

Таким образом, мы получаем наилучшую чувствительность для узкополосных сигналов, выбирая минимальную полосу пропускания и минимальное ослабление входного аттенюатора. Эти установки обеспечивают нам наилучшее отношение сигнал/шум. Мы можем также выбрать минимальную полосу видеофильтра, чтобы помочь различить сигнал, находящийся на уровне шума или близко к нему³. Разумеется, выбор узкой полосы пропускания и полосы видеофильтра увеличивает время развертки.

Метод понижения уровня собственных шумов (NFE)

В то время как уменьшение уровня собственных шумов анализатора за счёт правильного выбора конструкции аппаратных средств и компонентов благоприятно влияет на расширение динамического диапазона, на этом пути имеются практические ограничения. Другой подход обеспечивает значительное улучшение. При наличии достаточных возможностей обработки данных и других технических инноваций мощность шума анализатора сигналов можно смоделировать и вычесть из результатов измерений, чтобы уменьшить эффективный уровень шума. В анализаторе сигналов PXA компании Keysight эта операция называется понижением уровня собственных шумов (NFE).

В общем случае, если можно точно определить вклад мощности шума анализатора, его можно вычесть из различных видов измерений спектра. Примерами являются измерения уровня мощности сигнала, мощности в полосе частот, коэффициента мощности в соседнем канале (ACPR), паразитных

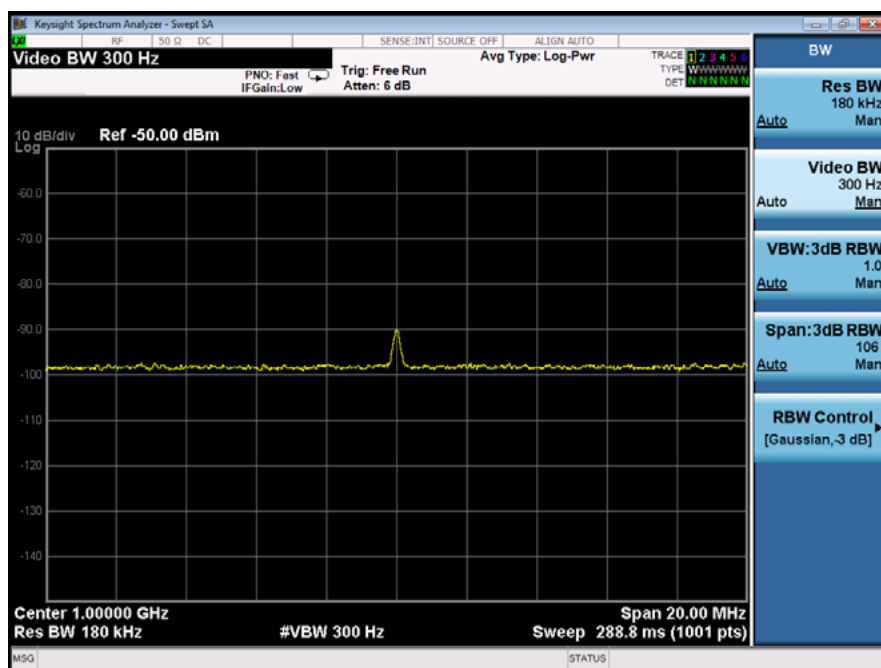
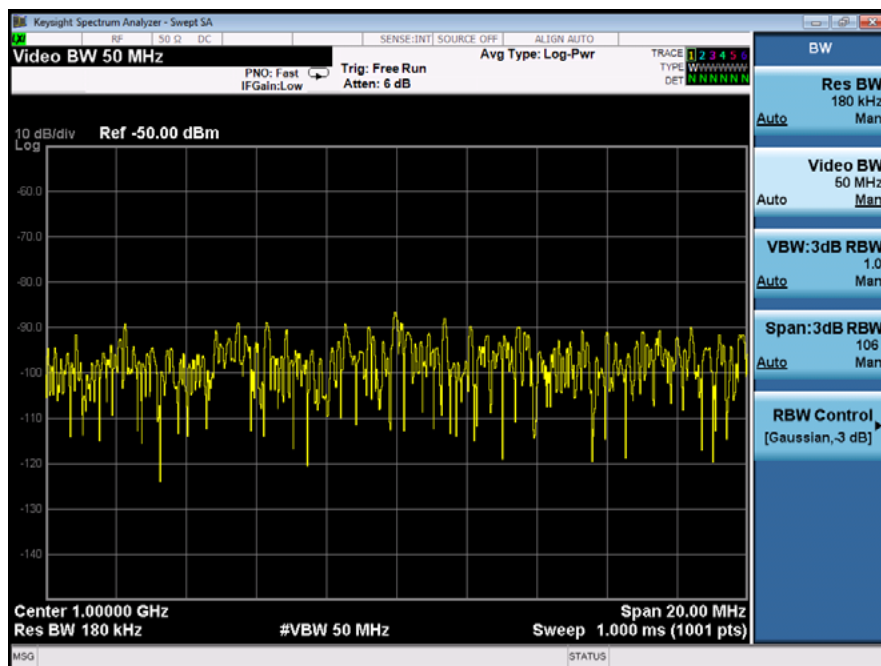


Рисунок 5-3. Видеофильтрация делает сигналы низкого уровня более различимыми.

составляющих, фазового шума, гармонических и интермодуляционных искажений. Методы, использующие вычитание шума, не улучшают характеристики операций векторного анализа, таких как демодуляция или отображение сигналов во временной области.

Компания Keysight демонстрировала в течение некоторого времени процедуру вычитания шума, используя функции математической обработки графиков

векторных анализаторов сигналов, чтобы удалить шум анализатора из измерений спектра и мощности в полосе частот (аналогичные функции имеются и в анализаторах сигналов серии X компании Keysight). Эта процедура является эффективной, хотя весьма неудобной. Она включает в себя отключение сигнала от анализатора, измерение уровня шумов анализатора с большим числом усреднений, повторное подключение сигнала и использование

3. Влияние шума на точность рассмотрено в подразделе "Зависимость динамического диапазона от погрешности измерения" раздела 6.

функций математической обработки графиков для отображения скорректированного результата. В этом случае каждый раз при изменении конфигурации анализатора (центральной частоты/полосы обзора, ослабления аттенюатора/диапазона уровней входного сигнала, полосы пропускания) необходимо проводить повторные измерения мощности шума.

В анализаторах PXA компании Keysight этот метод измерения значительно улучшен для большинства измерений. Основные параметры, определяющие уровень собственных шумов анализатора, измеряются во время его калибровки, и эти параметры используются (с текущей информацией об условиях измерения, такой как температура анализатора) для полного моделирования уровня собственных шумов анализатора, учитывающего изменения конфигурации анализатора и условий окружающей среды. Вклад мощности шума анализатора затем автоматически вычитается из результатов измерений спектра и мощности. Эта процедура в анализаторах PXA называется понижением уровня собственных шумов и включается нажатием клавиши в меню Mode Setup (установка режима). Пример показан на рисунке 5-4.

Эффективность метода NFE может быть выражена несколькими способами. Средний уровень собственных шумов (DANL) на экране обычно уменьшается на величину от 10 до 12 дБ в нижней полосе частот анализатора (ниже 3,6 ГГц) и приблизительно на 8 дБ в верхней полосе частот (выше 3,6 ГГц). Несмотря на то что видимый уровень шума уменьшится, вычитается только мощность шума анализатора. Поэтому видимый уровень мощности сигналов на экране уменьшится, если мощность шума анализатора составляет значительную часть их мощности, но только в этом случае, а не иначе.

Дополнительная информация

Более подробная информация об использовании метода NFE содержится в рекомендации по применению *Using Noise Floor Extension in the PXA Signal Analyzer* (Использование метода NFE в анализаторе сигналов PXA), номер публикации 5990-5340EN.

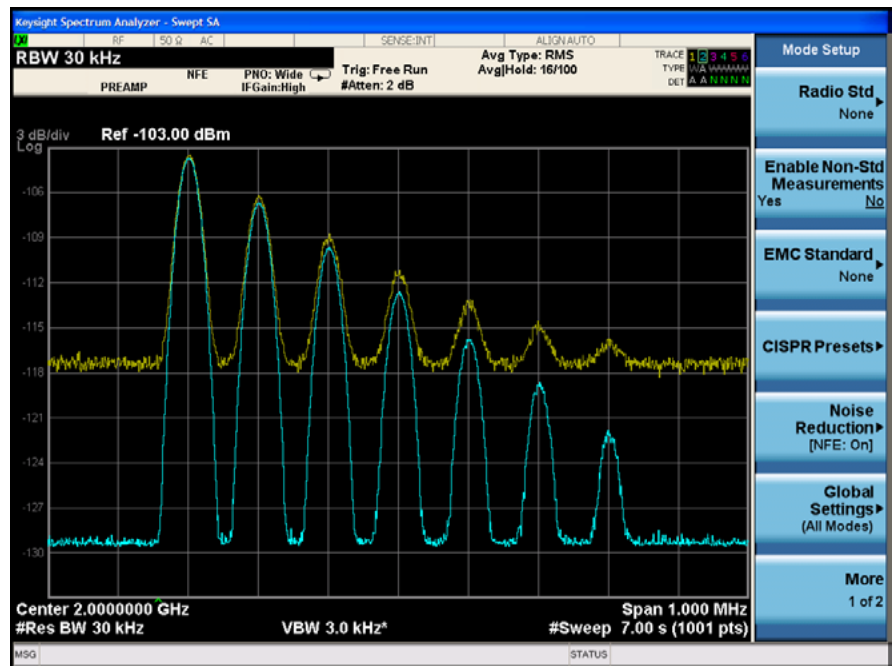


Рисунок 5-4. Отображение гармоник с использованием метода понижения уровня собственных шумов (NFE).

Таким образом, измерения как отдельных сигналов, так и уровня собственных шумов источников сигналов, подключенных к PXA, будут более точными при включенном режиме NFE. Режим NFE работает со всеми измерениями спектра, независимо от полосы пропускания и полосы видеофильтра, а также с любыми типами детекторов и усреднения.

Коэффициент шума

Многие производители определяют характеристики своих приёмников в терминах коэффициента шума, а не чувствительности. Мы покажем, как эти два способа могут быть уравнены. Анализатор спектра является приёмником, поэтому мы рассмотрим его коэффициент шума на примере синусоидального входного сигнала.

Коэффициент шума можно определить как ухудшение отношения сигнал/шум при прохождении сигнала через устройство, в нашем случае через анализатор спектра. Коэффициент шума можно определить следующим образом:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

где

F = коэффициент шума как отношение уровней мощности (также известен как фактор шума)

S_i = мощность сигнала на входе

N_i = истинная мощность шума на входе

S_o = мощность сигнала на выходе

N_o = мощность шума на выходе

Мы можем упростить это выражение для нашего анализатора спектра. Во-первых, выходной сигнал равен входному сигналу, умноженному на коэффициент усиления анализатора. Во-вторых, усиление анализатора равно единице, поскольку уровень сигнала на выходе (показан на дисплее) такой же, как и на входе (на входном соединителе). Поэтому наше выражение после подстановки, сокращений и перегруппировки приобретает вид:

$$F = N_o/N_i$$

Это выражение говорит о том, что для определения коэффициента шума необходимо сравнить уровень шума, как он считывается на экране дисплея, с истинным (не эффективным) уровнем шума на входном соединителе. Коэффициент шума обычно выражается в дБ, то есть:

$$NF = 10 \lg(F) = 10 \lg(N_o) - 10 \lg(N_i).$$

Мы используем истинный уровень шума на входе, а не эффективный уровень шума, поскольку наше отношение сигнал/шум было основано на истинном шуме. Как мы выяснили ранее, если вход нагружен на 50 Ом, уровень шума kTB при комнатной температуре в полосе 1 Гц равен -174 дБм.

Мы знаем, что средний уровень собственных шумов анализатора изменяется в зависимости от полосы пропускания. Поэтому чтобы определить коэффициент шума нашего

анализатора спектра, нужно измерить мощность шума в некоторой полосе, вычислить мощность шума, которую мы бы измерили в полосе 1 Гц, используя выражение $10 \lg(BW_2/BW_1)$, а затем сравнить результат с величиной -174 дБм.

Например, если мы измерили -110 дБм в полосе пропускания 10 кГц, мы получим:

$$\begin{aligned} NF &= [\text{измеренный шум в дБм}] - \\ &\quad 10 \lg(RBW/1) - kTB_{B=1 \text{ Гц}} \\ &= -110 \text{ дБм} - 10 \lg(10000/1) - (-174 \text{ дБм}) \\ &= -110 - 40 + 174 \\ &= 24 \text{ дБ}, \end{aligned}$$

где RBW - полоса пропускания

Коэффициент шума не зависит от полосы пропускания⁴. При выборе любой другой полосы пропускания результаты будут такими же. Например, при выборе полосы пропускания 1 кГц измеренный шум был бы равен -120 дБм, а $10 \lg(RBW/1)$ равен 30. Суммирование всех этих значений могло бы дать $-120 - 30 + 174 = 24$ дБ, то есть, тот же коэффициент шума, что и выше.

Коэффициент шума 24 дБ в нашем примере означает, что синусоидальный сигнал должен быть на 24 дБ выше kTB, чтобы сравняться со средним уровнем собственных шумов этого конкретного анализатора. Таким образом, мы можем использовать коэффициент шума для определения среднего уровня собственных шумов для данной полосы пропускания, либо чтобы сравнить средние уровни собственных шумов разных анализаторов с одной полосой пропускания⁵.

Предусилители

Одной из причин введения понятия коэффициента шума является то, что он помогает определить, какую пользу можно получить от использования предусилителя. Хотя коэффициент шума 24 дБ является хорошим для анализатора спектра, он не так хорош для специализированного приёмника. Однако, помещая соответствующий предусилитель перед анализатором спектра, мы можем получить систему (предусилитель/анализатор спектра), коэффициент шума которой меньше, чем у одного анализатора. В той степени, в которой мы уменьшаем

коэффициент шума, мы также повышаем чувствительность системы.

Когда мы вводили понятие коэффициента шума в предыдущем обсуждении, мы делали это на примере синусоидального входного сигнала. На этом же примере мы можем изучить преимущества предусилителя. Однако предусилитель также усиливает шум, и мощность шума на его выходе может быть выше, чем эффективный входной шум анализатора. Далее в подразделе "Шум как сигнал" мы увидим, как анализатор спектра, используя логарифмическое усреднение мощности, отображает случайный шумовой сигнал на 2,5 дБ ниже его фактического значения. В процессе изучения предусилителей, мы должны учитывать этот поправочный коэффициент 2,5 дБ, где необходимо.

Вместо вывода множества формул, чтобы определить, какую пользу мы получаем от предусилителя, давайте рассмотрим два крайних случая и выясним, когда каждый из них можно применить. Во-первых, если мощность шума на выходе предусилителя (в той же самой полосе, что и у анализатора спектра) хотя бы на 15 дБ выше, чем средний уровень собственных шумов анализатора спектра, то чувствительность системы приблизительно на 2,5 дБ ниже чувствительности предусилителя. Как мы можем проверить, что это так? Просто подключите предусилитель к анализатору и отметьте, что случилось с шумом на экране. Если он поднялся на 15 дБ или больше, значит, так оно и есть.

С другой стороны, если мощность шума на выходе предусилителя (снова в той же самой полосе, что и у анализатора спектра) не менее чем на 10 дБ ниже среднего уровня собственных шумов анализатора, то коэффициент шума системы меньше коэффициента шума анализатора спектра на величину коэффициента усиления предусилителя. Снова можно убедиться в этом, проведя проверку. Подключите предусилитель к анализатору; если уровень отображаемого шумов не изменится, значит, так оно и есть.

Тестирование путём эксперимента означает, что мы должны иметь необходимое оборудование. Нам нет необходимости беспокоиться о цифрах. Мы просто подключаем предусилитель к анализатору, отмечаем средний уровень собственных шумов, вычитаем коэффициент усиления предусилителя и получаем чувствительность системы.

Однако мы очень хотим заранее узнать, что предусилитель сделает для нас. Мы можем сформулировать эти два случая, рассмотренные выше, следующим образом:

$$\begin{aligned} \text{Если } NF_{pre} + G_{pre} &\geq NF_{SA} + 15 \text{ дБ,} \\ \text{то } NF_{sys} &= NF_{pre} - 2,5 \text{ дБ} \end{aligned}$$

И

$$\begin{aligned} \text{Если } NF_{pre} + G_{pre} &\leq NF_{SA} - 10 \text{ дБ,} \\ \text{то } NF_{sys} &= NF_{SA} - G_{pre} \end{aligned}$$

где

NF_{pre} – коэффициент шума предусилителя, дБ;

G_{pre} – коэффициент усиления предусилителя, дБ;

NF_{SA} – коэффициент шума анализатора спектра, дБ;

NF_{sys} – коэффициент шума системы (предусилитель/анализатор спектра), дБ.

Используя эти выражения, посмотрим, как предусилитель повлияет на чувствительность. Предположим, что анализатор спектра имеет коэффициент шума 24 дБ, а предусилитель имеет коэффициент усиления 36 дБ и коэффициент шума 8 дБ. Все, что мы должны сделать, это сравнить коэффициент усиления плюс коэффициент шума предусилителя с коэффициентом шума анализатора. Коэффициент усиления плюс коэффициент шума предусилителя даёт 44 дБ, что более чем на 15 дБ выше коэффициента шума анализатора спектра, так что чувствительность комбинации предусилитель/анализатор спектра меньше чувствительности предусилителя на 2,5 дБ. При полосе пропускания 10 кГц наша система, включающая предусилитель и анализатор спектра, имеет чувствительность (средний уровень собственных шумов, DANL):

$$kTB_{B=1} + 10 \lg(NBW/1 \text{ Гц}) + NF_{SYS} + \text{LogCorrectionFactor}$$

4. Это может быть не всегда верным для конкретного анализатора из-за способов распределения каскадов разрешающих полосовых фильтров и усиления в тракте ПЧ.
5. Вычисленный подобным образом коэффициент шума нельзя непосредственно сравнивать с коэффициентом шума приёмника, поскольку "измеренный шум" в уравнении меньше действительного уровня шума на 2,5 дБ. См. подраздел "Шум как сигнал" далее в этом разделе.

В этом выражении $kTB = -174$ дБм/Гц, поэтому $kTB_{B=1} = -174$ дБм. Шумовая полоса (NBW) для типовых цифровых полос пропускания на 0,2 дБ шире, чем RBW, и таким образом равна 40,2 дБ. Коэффициент шума системы равен 8 дБ. LogCorrectionFactor (логарифмический поправочный коэффициент) равен -2,5 дБ. Значит, чувствительность равна -128,3 дБм. Это даёт улучшение на 18,3 дБ по сравнению со средним уровнем собственных шумов без предусилителя, равным -110 дБм.

Однако, могут быть и препятствия для использования предусилителя в зависимости от основной цели измерения. Если необходима наилучшая чувствительность, но без потери диапазона измерений, то не рекомендуется использовать предусилитель. Рисунок 5-5 иллюстрирует эту мысль. Анализатор с коэффициентом шума 24 дБ будет иметь средний уровень собственных шумов -110 дБм при полосе пропускания 10 кГц. Если точка компрессии на 1 дБ⁶ для анализатора равна 0 дБм, то диапазон измерения равен 110 дБ. При подключении предусилителя мы должны уменьшить максимальный уровень входного сигнала, подаваемого на систему, на величину коэффициента усиления

предусилителя, до -36 дБм. Но при подключении предусилителя средний уровень собственных шумов увеличится примерно на 17,5 дБ, поскольку уровень мощности шума на выходе предусилителя намного выше, чем средний уровень собственных шумов анализатора, даже с учетом фактора 2,5 дБ. Из этого более высокого уровня мощности шума мы теперь вычитаем коэффициент усиления предусилителя. С подключенным предусилителем диапазон измерения равен 92,5 дБ, то есть, на 17,5 дБ меньше, чем без предусилителя. Потери в величине диапазона измерения равны изменению отображаемого уровня шума, когда предусилитель подключён.

Поиск предусилителя, который даст нам лучшую чувствительность, но без потери диапазона измерения, вынуждает обеспечить соответствие второму из вышеприведённых критериев: сумма коэффициента усиления и коэффициента шума предусилителя должна быть по меньшей мере на 10 дБ меньше коэффициента шума анализатора спектра. В этом случае отображаемый уровень собственных шумов не будет заметно изменяться при подключении предусилителя. Поэтому хотя мы сдвигаем весь диапазон измерения вниз

на величину коэффициента усиления предусилителя, мы заканчиваем работать с тем же полным диапазоном, с которым начинали.

Чтобы выбрать соответствующий предусилитель, мы должны изучить потребности измерений. Если мы хотим иметь абсолютно лучшую чувствительность и не особенно озабочены диапазоном измерения, мы выберем предусилитель с высоким коэффициентом усиления и низким коэффициентом шума, так что наша система получит коэффициент шума на 2,5 дБ ниже, чем у предусилителя. Если мы хотим иметь лучшую чувствительность, но не можем отказаться ни от какой части диапазона измерения, мы должны выбрать предусилитель с более низким коэффициентом усиления.

Достаточно интересно то, что мы можем использовать входной аттенуатор анализатора спектра для эффективного уменьшения его коэффициента шума (или, если предпочтительнее, для уменьшения коэффициента усиления предусилителя). Например, если нам необходима несколько лучшая чувствительность, но мы не можем отказаться ни от какой части диапазона измерения, мы можем использовать

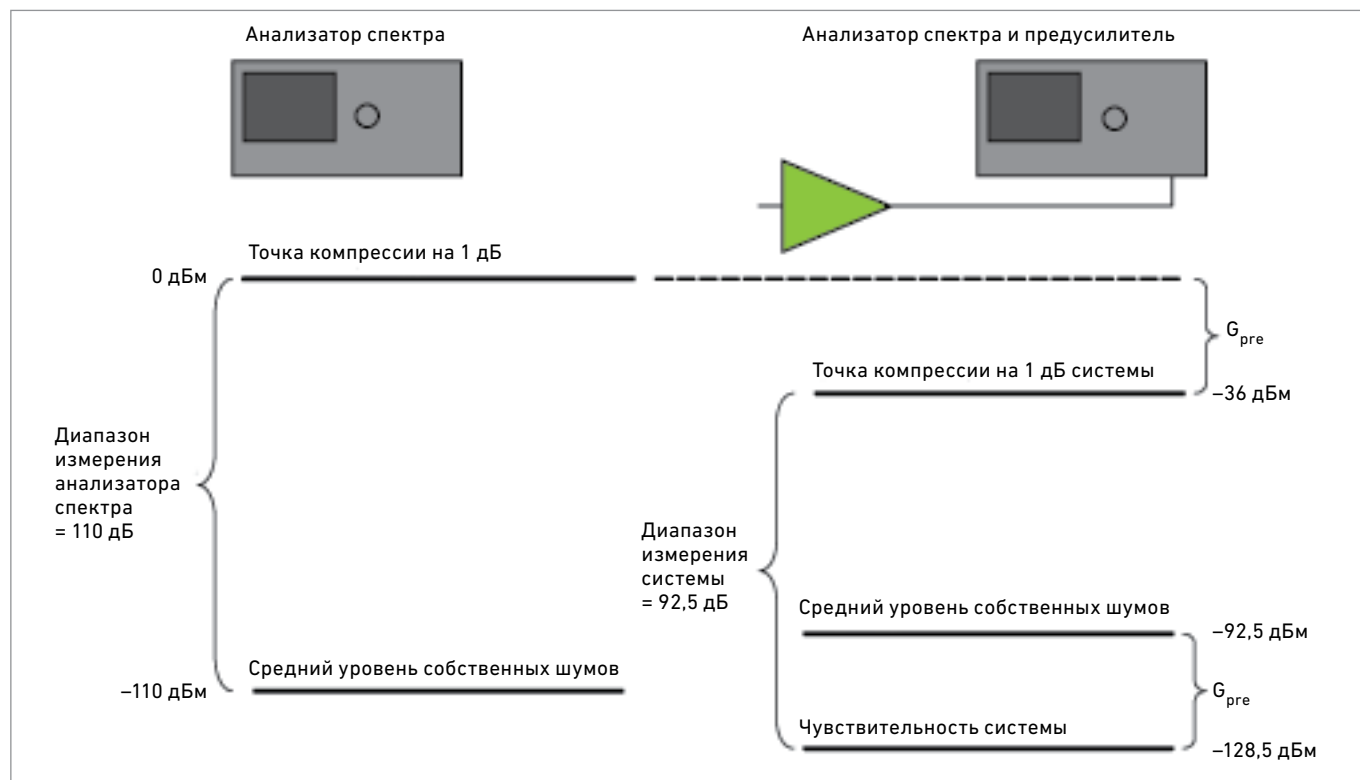


Рисунок 5-5. Если отображаемый уровень шума смещается вверх при подключении предусилителя, диапазон измерения уменьшается на величину изменения уровня шумов.

6. См. подраздел "Компрессия коэффициента усиления" в разделе 6.

предусилитель и ослабление 30 дБ входного ВЧ-аттенюатора анализатора спектра. Это ослабление увеличивает коэффициент шума анализатора с 24 до 54 дБ. Теперь сумма коэффициента усиления и коэффициента шума предусилителя (36 + 8) на 10 дБ меньше, чем коэффициент шума анализатора, и мы обеспечили выполнение условий второго критерия, приведённого выше. Теперь коэффициент шума системы:

$$\begin{aligned} NF_{sys} &= NF_{SA} - G_{PRE} \\ &= 54 \text{ дБ} - 36 \text{ дБ} \\ &= 18 \text{ дБ} \end{aligned}$$

Это даёт улучшение на 6 дБ по сравнению с коэффициентом шума одного анализатора с ослаблением входного аттенюатора 0 дБ. Значит, мы улучшили чувствительность на 6 дБ и практически не отказались ни от какой части диапазона измерений.

Конечно, есть предусилители, которые попадают между этими крайностями. Рисунок 5-5 позволяет нам определить коэффициент шума системы, если известны коэффициенты шума анализатора спектра и предусилителя, а также коэффициент усиления предусилителя. Используя график на рисунке 5-6, мы определяем значение $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$. Если оно меньше нуля, мы находим соответствующую точку на штриховой кривой и считываем значение коэффициента шума системы как левую ординату, в дБ, выше $NF_{SA} - G_{PRE}$. Если $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ - положительное значение, мы ищем соответствующую точку на сплошной кривой и считываем значение коэффициента шума системы как правую ординату, в дБ, выше NF_{PRE} . Давайте сначала протестируем два предыдущих крайних случая.

Когда значение $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ становится меньше чем -10 дБ, мы обнаружим, что коэффициент шума системы асимптотически приближается к значению $NF_{SA} - G_{PRE}$. Когда значение $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ становится больше +15 дБ, коэффициент шума системы асимптотически приближается к значению NF_{PRE} минус 2,5 дБ.

Затем давайте рассмотрим два числовых примера. Выше мы определили, что коэффициент шума анализатора равен 24 дБ. Какой будет коэффициент шума системы, если мы добавим в качестве предусилителя усилитель 8447D компании Keysight с коэффициентом шума, примерно

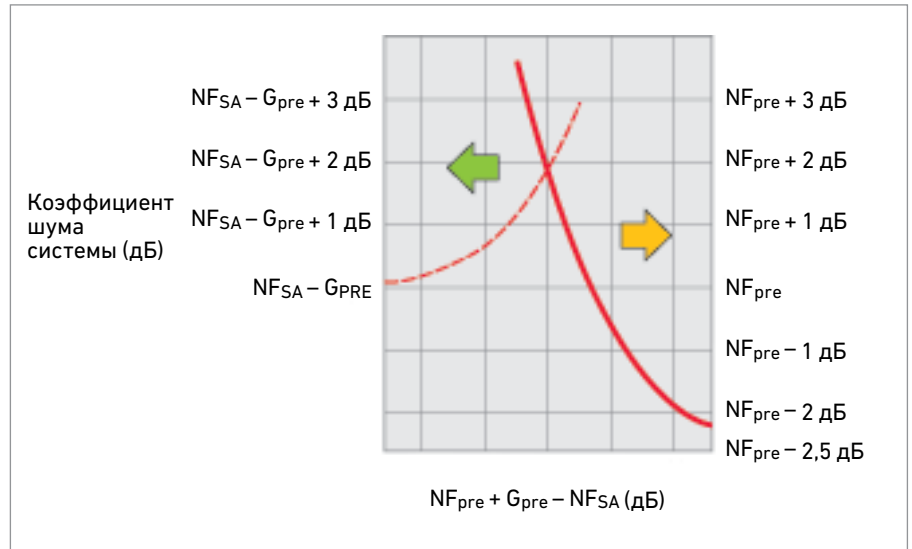


Рисунок 5-6. Коэффициент шума системы для синусоидальных сигналов.

равным 8 дБ, и коэффициентом усиления 26 дБ? Сначала определим, что $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ равно +10 дБ. Используя график на рисунке 5-6, находим, что коэффициент шума системы примерно равен $NF_{PRE} - 1,8$ дБ, то есть, около $8 - 1,8 = 6,2$ дБ. График учитывает поправочный коэффициент 2,5 дБ. С другой стороны, если коэффициент усиления предусилителя всего 10 дБ, то значение $NF_{PRE} + G_{PRE} - NF_{SA}$ равно -6 дБ. На этот раз график показывает коэффициент шума системы $NF_{SA} - G_{PRE} + 0,6$ дБ или $24 - 10 + 0,6 = 14,6$ дБ (ранее мы не вводили поправочный коэффициент 2,5 дБ при определении коэффициента шума одного анализатора, поскольку мы считывали значение измеренного шума непосредственно с экрана дисплея. Отображаемый шум уже учитывает этот поправочный коэффициент 2,5 дБ).

Многие современные анализаторы спектра имеют опции встроенных предусилителей. По сравнению с внешними предусилителями встроенные предусилители упрощают измерительную систему и исключают необходимость в дополнительных кабелях. Измерение амплитуды сигнала значительно удобнее проводить с использованием встроенного предусилителя, поскольку комбинация предусилитель/анализатор спектра калибруется как одна система, и отображаемые на экране амплитудные значения являются уже откорректированными для обеспечения правильных отсчётов. При использовании внешнего предусилителя требуется скорректировать отсчёт анализатора

спектра посредством смещения опорного уровня на величину коэффициента усиления предусилителя. Большая часть современных анализаторов спектра позволяют ввести значение коэффициента усиления внешнего предусилителя с передней панели. Анализатор затем применяет это смещение усиления к отображаемому значению опорного уровня, поэтому на экране можно непосредственно наблюдать скорректированные результаты измерения.

Дополнительная информация

Более подробная информация о коэффициенте шума приведена в рекомендациях по применению *Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements* (Основы измерения коэффициента шума в ВЧ- и СВЧ-диапазонах), номер публикации 5952-8255E.

Шум как сигнал

До сих пор мы рассматривали шум, генерируемый внутри измерительной системы (анализатор или предусилитель/анализатор). Мы описали, как средний уровень собственных шумов измерительной системы ограничивает её общую чувствительность. Однако, иногда сигналом, который мы хотим измерить, является случайный шум. Вследствие природы шума, супергетеродинный анализатор спектра показывает значение, которое меньше, чем фактическое значение шума. Давайте рассмотрим, почему это так, и как мы можем это скорректировать.

Под случайным шумом мы понимаем сигнал, мгновенное значение амплитуды которого имеет гауссово распределение в зависимости от времени, как показано на рисунке 5-7. Например, такое распределение имеет тепловой шум или шум Джонсона. Такой сигнал не имеет дискретных спектральных составляющих, поэтому мы не можем выбрать какую-то конкретную составляющую и измерить её, чтобы получить отображение уровня сигнала. Фактически мы должны определить, что мы подразумеваем под уровнем сигнала. Если мы измерим сигнал в произвольный момент времени, теоретически мы можем получить любое значение амплитуды. Нам необходима некоторая мера, которая выразит уровень шума, усредненный по времени. Мощность, которая несомненно пропорциональна среднеквадратическому значению (СКЗ) напряжения, удовлетворяет этому требованию.

Мы уже видели, что и видеофильтрация, и видеоусреднение уменьшают флуктуации полного размаха сигнала и могут дать нам установившееся значение. Мы должны приравнять это значение либо к уровню мощности, либо к СКЗ напряжения. СКЗ гауссова распределения равно его среднеквадратическому отклонению, σ .

Давайте начнем с анализатора в линейном режиме отображения. Гауссов шум на входе ограничен по полосе, поскольку он проходит через тракт ПЧ, и его огибающая приобретает форму рэлеевского распределения (рисунок 5-8). Шум, который мы видим на экране дисплея, или сигнал с выхода детектора огибающей, – это огибающая входного

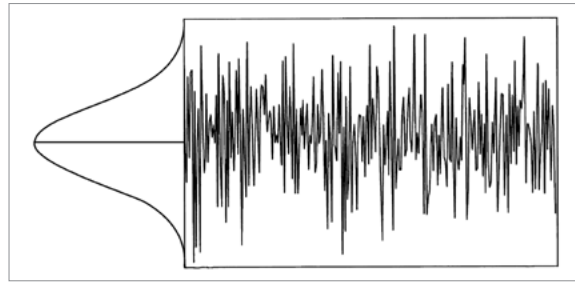


Рисунок 5-7. Случайный шум имеет гауссово распределение амплитуды в зависимости от времени.

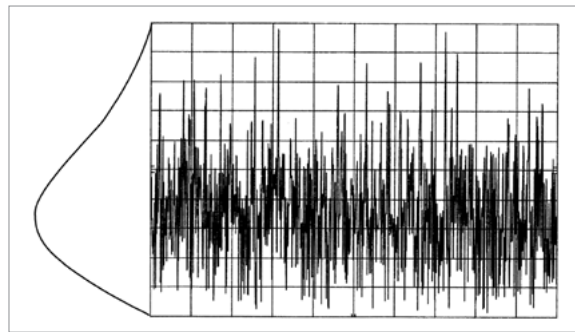


Рисунок 5-8. Огибающая ограниченного по полосе гауссова шума имеет рэлеевское распределение.

шумового сигнала, подчиняющаяся рэлеевскому распределению. Чтобы получить установившееся среднее значение, мы используем видеофильтрацию или усреднение. Среднее значение рэлеевского распределения равно $1,253 \sigma$.

Однако, наш анализатор – это пиковый вольтметр, откалиброванный для отображения среднеквадратических значений (СКЗ) синусоидального сигнала. Для перевода пиковых значений в СКЗ, наш анализатор масштабирует свои отсчеты в 0,707 раза (–3 дБ). Среднее значение шумового сигнала, который подчиняется рэлеевскому распределению, умножается на тот же самый коэффициент, давая нам отсчет, равный $0,886 \sigma$ (на 1,05 дБ ниже σ). Чтобы приравнять среднее значение, отображаемое на экране дисплея, к СКЗ напряжения входного шумового сигнала, мы должны учесть эту ошибку отображаемого значения. Заметим, что эта ошибка не является неопределенностью; это постоянная ошибка, которую мы можем скорректировать, добавляя 1,05 дБ к отображаемому значению.

В большинстве анализаторов спектра шкала отображения (логарифмическая или линейная по напряжению) определяет масштаб, в котором будет проведено усреднение распределения шума с помощью видеофильтрации или усреднения графиков. Обычно мы используем анализатор в логарифмическом

режиме отображения, и этот режим вносит дополнительную ошибку в результаты измерения шума. Усиление логарифмического усилителя является функцией амплитуды сигнала, поэтому более высокие значения шума не усиливаются в той же пропорции, что и меньшие значения. В результате выход детектора огибающей представляет собой смещенное рэлеевское распределение, и его среднее значение, которое мы получаем с помощью видеофильтрации или усреднения, ещё на 1,45 дБ меньше. В таком случае в логарифмическом режиме средний уровень шума отображается на 2,5 дБ ниже. Эта ошибка также не является неопределенностью, и мы можем её скорректировать⁷.

Это и есть поправочный коэффициент 2,5 дБ, который мы учитывали при предыдущем обсуждении предусилителей, когда мощность шума на выходе предусилителя была приблизительно равна или больше собственного шума анализатора.

Другим фактором, влияющим на измерения шумовых сигналов, является полоса частот, в которой проводятся измерения. Мы видели, как изменение полосы пропускания влияет на отображаемый уровень шума, генерируемого внутри анализатора. Полоса пропускания влияет на внешние шумовые сигналы таким же образом. Чтобы сравнить измерения, сделанные на разных анализаторах, необходимо знать полосы пропускания, использованные в каждом случае.

7. В анализаторах серии X усреднение можно переключить в режим видеоусреднения, усреднения напряжения или мощности (СКЗ) независимо от выбранной шкалы отображения. При использовании усреднения мощности никакой коррекции не требуется, поскольку средний уровень мощности (СКЗ) определяется квадратом амплитуды сигнала, а не логарифмом или огибающей напряжения.

Не только полоса пропускания анализатора по уровню -3 дБ (или -6 дБ) влияет на измеряемый уровень шума, форма АЧХ разрешающего фильтра также играет роль. Чтобы обеспечить возможность сравнения, мы определяем эффективную шумовую полосу: ширину полосы пропускания прямоугольного фильтра, который пропускает такую же мощность шума, как и фильтр нашего анализатора. Для фильтров, близких к Гауссовым, в анализаторах компании Keysight эффективная шумовая полоса приблизительно в $1,05 - 1,13$ раза шире полосы пропускания по уровню -3 дБ, в зависимости от избирательности полосы пропускания. Например, разрешающий полосовой фильтр 10 кГц имеет эффективную шумовую полосу в диапазоне от $10,5$ до $11,3$ кГц.

Если мы используем уравнение $10 \lg(BW_2/BW_1)$ для подстройки отображаемого уровня шума к тому, который мы бы измерили в эффективной шумовой полосе, соответствующей полосе по уровню -3 дБ, мы находим, что величина подстройки изменяется от:

$$10 \lg(10000/10500) = -0,21 \text{ дБ}$$

до

$$10 \lg(10000/11300) = -0,53 \text{ дБ}$$

Другими словами, если вычесть от $0,21$ до $0,53$ дБ из отображаемого уровня шума, мы получим уровень шума в шумовой полосе, который удобен для расчётов. Для следующих примеров мы используем значение $0,5$ дБ в качестве разумного компромисса для коррекции полосы⁸.

Давайте рассмотрим различные поправочные коэффициенты для вычисления полной коррекции для каждого режима усреднения:

Линейное усреднение(напряжения):

Рэлеевское распределение (линейный режим): $1,05$ дБ
 Полосы по уровню -3 дБ/ эффект. шумовые полосы: $-0,50$ дБ
 Полная коррекция: $0,55$ дБ

Логарифмическое усреднение:

Рэлеевское распределение (логарифмический режим): $2,50$ дБ
 Полосы по уровню -3 дБ/ эффект. шумовые полосы: $-0,50$ дБ
 Полная коррекция: $2,00$ дБ

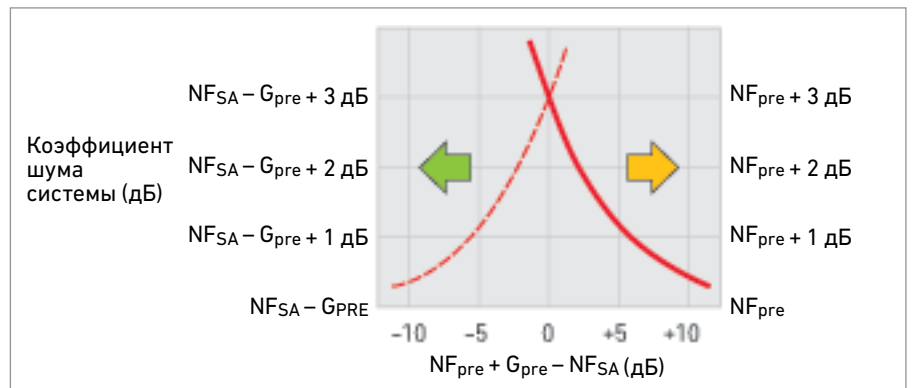


Рисунок 5-9. Коэффициент шума системы для шумовых сигналов.

Усреднение мощности (СКЗ напряжения):

Распределение мощности: $0,00$ дБ
 Полосы по уровню -3 дБ/ эффект. шумовые полосы: $-0,50$ дБ
 Полная коррекция: $-0,50$ дБ

Многие современные анализаторы с микропроцессорным управлением позволяют активировать маркер шума. В этом случае микропроцессор переключает анализатор в режим усреднения мощности (СКЗ), вычисляет среднее значение некоторого числа точек отображения около маркера⁹, нормализует и корректирует его к эффективной шумовой полосе 1 Гц и отображает нормализованное значение.

Анализатор выполняет сложную часть работы, а преобразовать значение маркера шума для других полос пропускания легко. Например, если нужно узнать суммарную мощность шума в канале связи с шириной полосы частот 4 МГц, мы добавляем $10 \lg(4000000/1)$ или 66 дБ к значению маркера шума¹⁰.

Предусилитель для измерений шума

Шумовые сигналы являются обычно низкоуровневыми сигналами, поэтому для их измерения часто требуется предусилитель, чтобы иметь достаточную чувствительность. Но сначала мы должны пересчитать чувствительность нашего анализатора. Ранее мы определили чувствительность как уровень синусоидального сигнала, который равен среднему уровню собственных шумов. Поскольку анализатор калибруется так, чтобы отобразить точную амплитуду синусоиды, никакой коррекции

для сигнала не требуется. Но шум отображается на $2,5$ дБ ниже, поэтому входной шумовой сигнал должен быть на $2,5$ дБ выше отображаемого уровня собственных шумов анализатора, чтобы быть на том же уровне, когда он отображается на экране дисплея. Входной и внутренний шумовые сигналы суммируются, так что отображаемый шум возрастает на 3 дБ, то есть в 2 раза по мощности. Поэтому можно определить коэффициент шума анализатора для шумового сигнала как:

$$NF_{SA(N)} = (\text{noise floor})_{\text{дБм/РВВ}} - 10 \lg(RBW/1) - kTB_{B=1} + 2,5 \text{ дБ}$$

noise floor - уровень собственных шумов

Если использовать тот же уровень собственных шумов, который мы использовали ранее, -110 дБм в полосе пропускания 10 кГц, то получим:

$$NF_{SA(N)} = -110 \text{ дБм} - 10 \lg(10000/1) - (-174 \text{ дБм}) + 2,5 \text{ дБ} = 26,5 \text{ дБ}$$

Как и в случае с синусоидальным сигналом, $NF_{SA(N)}$ не зависит от полосы пропускания и показывает, насколько выше kTB должен быть шумовой сигнал, чтобы сравняться с уровнем собственных шумов анализатора.

Когда мы добавляем предусилитель к анализатору, коэффициент шума системы и чувствительность улучшаются. Однако мы уже учли коэффициент $2,5$ дБ в нашем определении $NF_{SA(N)}$, так что график коэффициента шума системы становится таким, как на рисунке 5-9. Мы определили коэффициент шума системы для шумового сигнала таким же образом, как мы это делали ранее для синусоидального сигнала.

8. Анализаторы серии X нормируют погрешность шумовой полосы в пределах $0,5\%$ ($\pm 0,022$ дБ).

9. Например, анализаторы серии X вычисляют среднее значение в пределах половины деления независимо от числа точек отображения.

10. Большинство современных анализаторов спектра делают эти вычисления еще проще с помощью функции "Мощность в канале". Пользователь вводит полосу интегрирования канала и помещает сигнал в центр экрана. Функция "Мощность в канале" вычисляет суммарную мощность сигнала в канале.

Раздел 6. Динамический диапазон

Под динамическим диапазоном обычно понимают возможность анализатора измерять гармонически связанные сигналы и взаимодействие двух или более сигналов, например, измерять гармонические искажения второго и третьего порядков или интермодуляционные искажения третьего порядка. При проведении таких измерений помните, что входной смеситель анализатора спектра является нелинейным устройством, и поэтому всегда генерирует собственные искажения. В нелинейности смесителя имеется смысл. Он должен быть нелинейным, чтобы преобразовывать входной сигнал на требуемую ПЧ. Но нежелательные продукты искажений, генерируемые в смесителе, попадают на те же частоты, что и продукты искажений, которые мы хотим измерить на входном сигнале.

Поэтому динамический диапазон можно определить следующим образом: это отношение, выраженное в дБ, наибольшего и наименьшего сигналов, одновременно присутствующих на входе анализатора спектра, которое позволяет измерять меньший сигнал с заданной степенью погрешности.

Заметим, что погрешность измерения является частью определения. В следующих примерах мы увидим, как шум, генерируемый внутри анализатора, и искажения влияют на погрешность.

Зависимость динамического диапазона от внутренних искажений

Для определения зависимости динамического диапазона от искажений сначала необходимо определить поведение входного смесителя. Большинство анализаторов, особенно те, которые используют смещение на гармониках для расширения своего диапазона настройки¹, применяют диодные смесители (другие типы смесителей ведут себя аналогично). Ток через идеальный диод может быть представлен следующим выражением:

$$i = I_S (e^{qV/kT} - 1)$$

где I_S = ток насыщения диода
 q = заряд электрона ($1,60 \times 10^{-19}$ К)
 V = мгновенное напряжение
 k = постоянная Больцмана ($1,38 \times 10^{-23}$ Дж/°К)
 T = температура в градусах Кельвина

Мы можем разложить это выражение в степенной ряд:

$$i = I_S (k_1 V + k_2 V^2 + k_3 V^3 + \dots)$$

$$\text{где } k_1 = q/kT \\ k_2 = k_1^2/2! \\ k_3 = k_1^3/3! \text{ и т. д.}$$

Теперь давайте подадим на смеситель два сигнала. Один из них - входной сигнал (V_1), который мы хотим анализировать, а другой - сигнал гетеродина (V_{LO}), необходимый для перевода сигнала на ПЧ:

$$v = V_{LO} \sin(\omega_{LO} t) + V_1 \sin(\omega_1 t)$$

Если выполнить математические расчёты, мы определим требуемый продукт смешения, который при правильной частоте гетеродина соответствует ПЧ:

$$k_2 V_{LO} V_1 \cos[(\omega_{LO} - \omega_1)t]$$

Также генерируется другой член $k_2 V_{LO} V_1 \cos[(\omega_{LO} + \omega_1)t]$, но при обсуждении уравнения настройки мы обнаружили, что хотим иметь частоту гетеродина выше ПЧ, поэтому частота ($\omega_{LO} + \omega_1$) также всегда выше ПЧ.

При постоянном уровне сигнала гетеродина выходной сигнал смесителя является линейным относительно уровня входного сигнала. Для всех практических целей это верно, пока уровень сигнала гетеродина превышает уровень входного сигнала более чем на 15 – 20 дБ. Здесь также присутствуют члены, включающие гармоники входного сигнала:

$$(3k_3/4)V_{LO}V_1^2 \sin(\omega_{LO} - 2\omega_1)t, \\ (k_4/8)V_{LO}V_1^3 \sin(\omega_{LO} - 3\omega_1)t \text{ и т. д.}$$

Эти члены показывают нам, что из-за внутренних искажений динамический диапазон зависит от уровня сигнала на входе смесителя. Посмотрим, как это работает, используя, как это следует из нашего определения динамического диапазона, разность в дБ между основным тоном и искажениями, генерируемыми внутри анализатора. Аргумент синуса в первом члене включает $2\omega_1$, поэтому он представляет вторую гармонику входного сигнала. Уровень второй гармоники - функция от квадрата напряжения основной

частоты, V_1^2 . Это говорит о том, что при каждом понижении уровня сигнала основной частоты на 1 дБ на входе смесителя уровень второй гармоники, генерируемой внутри анализатора, падает на 2 дБ. См. рисунок 6-1. Второй член включает $3\omega_1$, третью гармонику, уровень которой пропорционален третьей степени напряжения входного сигнала, V_1^3 . Поэтому изменение уровня сигнала основной частоты на 1 дБ изменяет уровень третьей гармоники, генерируемой внутри анализатора, на 3 дБ.

Искажения часто описываются их порядком. Порядок можно определить указанием коэффициента, связанного с частотой сигнала, или показателем степени, связанным с амплитудой. Так, искажения, связанные со второй гармоникой являются искажениями второго порядка, а искажения, связанные третьей гармоникой - искажениями третьего порядка. Порядок также показывает изменение уровня искажений, генерируемых внутри анализатора, относительно изменения уровня сигнала основной частоты, создающего эти искажения.

Теперь давайте добавим второй входной сигнал:

$$v = V_{LO} \sin(\omega_{LO} t) + V_1 \sin(\omega_1 t) + V_2 \sin(\omega_2 t)$$

На этот раз, когда мы выполним математические расчёты, чтобы определить искажения, генерируемые внутри анализатора, в дополнение к гармоническим искажениям получим:

$$(k_4/8)V_{LO}V_1^2V_2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_1 - \omega_2)]t, \\ (k_4/8)V_{LO}V_1V_2^2 \cos[\omega_{LO} - (2\omega_2 - \omega_1)]t \text{ и т. д.}$$

Эти уравнения представляют интермодуляционные искажения, получаемые при взаимодействии между собой двух входных сигналов. Нижний продукт искажений, $2\omega_1 - \omega_2$, ниже частоты ω_1 на значение, равное разности частот двух основных тонов, $\omega_2 - \omega_1$. Верхний продукт искажений, $2\omega_2 - \omega_1$, выше частоты ω_2 на то же значение разности. См. рисунок 6-1.

Ещё раз, динамический диапазон зависит от уровня сигналов на входе смесителя. Продукты искажений, генерируемые внутри анализатора, изменяются как продукты V_1^2 и V_2 в первом случае и как продукты V_1 и V_2^2 - во втором. Если V_1 и V_2 имеют одинаковые амплитуды, что является

1. См. раздел 7 "Расширение диапазона частот".

обычным случаем при измерении искажений, мы можем рассматривать их продукты искажений как члены третьей степени (V_1^3 или V_2^3). Таким образом, для каждого дБ, на который мы одновременно изменяем уровни этих двух входных сигналов, изменение продуктов искажений будет составлять 3 дБ, как показано на рисунке 6-1.

Это такая же степень изменения, какую мы видим для гармонических искажений третьего порядка на рисунке 6-1. И фактически это тоже искажения третьего порядка. В этом случае мы можем определить степень искажений, суммируя коэффициенты при ω_1 и при ω_2 (то есть, $2\omega_1 - 1\omega_2$ даёт $2 + 1 = 3$) или показатели степени при V_1 и при V_2 .

Всё это говорит о том, что динамический диапазон зависит от уровня сигнала на смесителе. Каким образом узнать, какой уровень сигнала на смесителе необходим для проведения конкретного измерения? Документы, содержащие технические данные, для большинства анализаторов включают графики, показывающие, как изменяется динамический диапазон. Однако если никаких графиков не предоставляется, можно построить свои собственные².

Нам необходима отправная точка, и мы должны её получить из технических данных. Давайте сначала рассмотрим искажения второго порядка. Предположим, что в технических данных указано, что гармонические искажения второго порядка на 75 дБ ниже сигнала –40 дБм на входе смесителя. Поскольку измерение искажений является относительным измерением и, по крайней мере пока, мы называем динамическим диапазоном разность в дБ между основным тоном или тонами и искажениями, генерируемыми внутри анализатора, мы получаем нашу отправную точку. Искажения второго порядка, генерируемые внутри анализатора, на 75 дБ ниже, поэтому мы можем измерять искажения до 75 дБ ниже. Наносим эту точку на график зависимости искажений (дБн) от уровня сигнала на смесителе (уровень сигнала на входном соединителе минус установка ослабления входного аттенюатора). См. рисунок 6-2. Что произойдёт, если уровень сигнала на входе смесителя упадёт до –50 дБм? Как отмечено на рисунке 6-1, при каждом изменении на 1 дБ уровня сигнала основной частоты на смесителе происходит изменение на 2 дБ гармонических искажений второго порядка, генерируемых внутри анализатора. Но для целей измерений

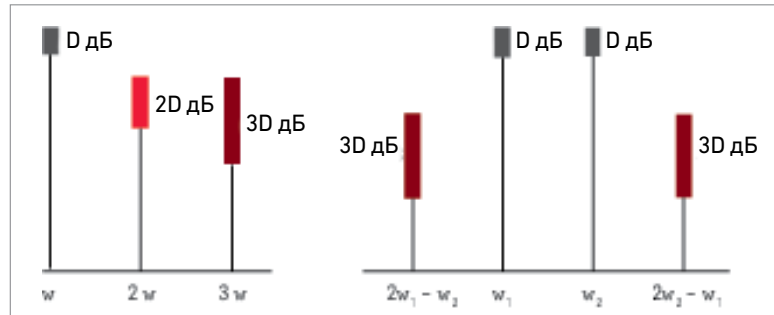


Рисунок 6-1. Изменение уровней основных тонов на смесителе.

нас интересуют только относительные изменения, то есть, то, что происходит с нашим диапазоном измерения. В этом случае при каждом изменении на 1 дБ уровня сигнала основной частоты на смесителе диапазон измерения также изменится на 1 дБ. Следовательно, в нашем примере с гармоническими искажениями второго порядка, если уровень сигнала на входе смесителя изменится от –40 дБм до –50 дБм, то внутренние искажения, и, таким образом, диапазон измерения изменятся от –75 дБн до –85 дБн. Фактически эти точки попадают на линию с наклоном, равным 1, которая описывает динамический диапазон для любого входного уровня на смесителе.

Мы можем построить подобную линию и для искажений третьего порядка. Например, в технических данных может быть указан уровень искажений третьего порядка –85 дБн для сигнала с уровнем –30 дБм на входе смесителя. Опять это наша отправная точка, и мы отмечаем на графике точку, показанную на рисунке 6-2. Что случится, если мы теперь снизим уровень сигнала на смесителе до –40 дБм? Обращаясь опять к рисунку 6-1, мы видим, что как искажения третьего порядка, так и интермодуляционные искажения третьего порядка уменьшаются на 3 дБ при каждом уменьшении уровня основного тона или тонов на 1 дБ. Опять нам важна только разность. Если уровень сигнала на смесителе изменится от –30 дБм до –40 дБм, разность между уровнями основного тона или тонов и искажений, генерируемых внутри анализатора, изменится на 20 дБ. Так что уровень внутренних искажений будет равен –105 дБн. Эти две точки попадают на линию с наклоном, равной 2, давая нам характеристику искажений третьего порядка для любого уровня сигнала на смесителе.

Характеристики интермодуляционных искажений третьего порядка иногда определяются как TOI (Third Order Intercept, точка пересечения третьего порядка). Это уровень на смесителе, при котором искажения третьего порядка, генерируемые внутри анализатора, будут равны уровню основного тона (тонов), или 0 дБн. Такую ситуацию невозможно реализовать на практике, поскольку при этом смеситель будет в глубоком насыщении. Однако с математической точки зрения, TOI является идеально подходящей точкой данных, поскольку мы знаем наклон линии. Поэтому даже используя TOI в качестве отправной точки, мы всё ещё можем определить степень искажений, генерируемых внутри анализатора, при заданном уровне на смесителе.

Мы можем рассчитать TOI, используя информацию из технических данных. Поскольку динамический диапазон, определяемый искажениями третьего порядка, изменяется на 2 дБ при каждом изменении уровня основного тона (тонов) на смесителе на 1 дБ, мы получим TOI, вычитая половину нормированного динамического диапазона в дБн из уровня основного тона (тонов):

$$TOI = A_{fund} - d/2$$

где A_{fund} = уровень сигнала основной частоты в дБм
 d = разность в дБн (отрицательное значение) между уровнями сигналов основной частоты и искажений

Используя значения из предыдущего обсуждения, получим:

$$TOI = -30 \text{ дБм} - (-85 \text{ дБн})/2 = +12,5 \text{ дБм}$$

2. Подробнее о том, как построить график динамического диапазона, см. брошюру *Optimizing Dynamic Range for Distortion Measurements – Keysight PSA Performance Spectrum Analyzer Series Product Note* (Оптимизация динамического диапазона для измерения искажений – Анализаторы спектра с высокими характеристиками серии PSA компании Keysight. Заметки о продукции), номер публикации 5980-3079EN.

Проверка с помощью аттенюатора

Понимание графика искажений важно, но можно использовать простую проверку, чтобы определить, являются ли отображаемые продукты искажений истинными входными сигналами, или сигналами, генерируемыми внутри анализатора. Измените ослабление входного аттенюатора. Если отображаемое значение продуктов искажений остаётся таким же, то они являются частью входного сигнала. Если отображаемое значение продуктов искажений изменяется, то эти составляющие искажений генерируются внутри анализатора или являются суммой внешних и генерируемых внутри сигналов. Мы продолжаем изменять ослабление аттенюатора до тех пор, когда отображаемые продукты искажений перестанут изменяться, и затем завершаем измерение.

Шум

Ограничением для динамического диапазона является и уровень собственных шумов анализатора. Учитывая определение динамического диапазона как отношения наибольшего и наименьшего сигналов, которые можно измерить, средний уровень собственных шумов анализатора спектра устанавливает предел для наименьшего сигнала. Поэтому зависимость динамического диапазона от шума становится отношением сигнал/шум, когда сигналом является сигнал основной частоты, искажения которого мы хотим измерить.

Мы можем легко нанести шум на график динамического диапазона. Например, предположим, что в технических данных нашего анализатора спектра средний уровень собственных шумов нормируется как -110 дБм в полосе пропускания 10 кГц. Если сигнал основной частоты имеет уровень -40 дБм на смесителе, то это на 70 дБ выше среднего уровня собственных шумов, поэтому мы имеем отношение сигнал/шум, равное 70 дБ. На каждый 1 дБ, на который мы снижаем уровень сигнала на входе смесителя, мы теряем 1 дБ отношения сигнал/шум. Кривая шума - прямая линия, имеющая наклон, равный -1 , как показано на рисунке 6-2.

Если мы на минуту забудем о погрешности измерения, то наилучший динамический диапазон будет наблюдаться на пересечении соответствующей кривой искажений и кривой шума. Рисунок 6-2 показывает, что максимальный динамический

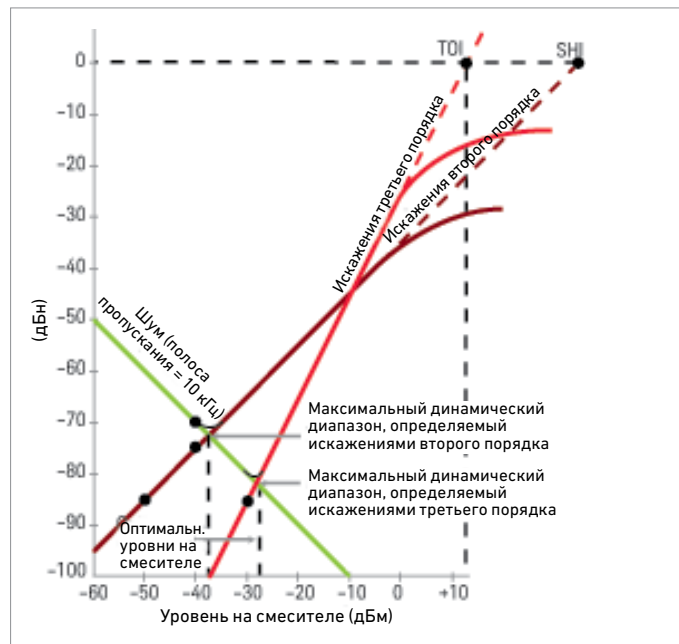


Рисунок 6-2. Зависимость динамического диапазона от искажений и шума.

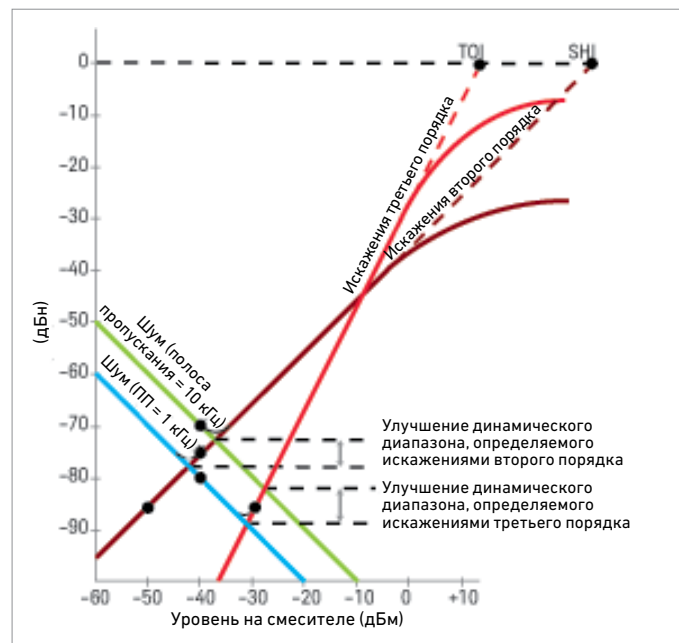


Рисунок 6-3. Уменьшение полосы пропускания улучшает динамический диапазон.

SHI - точка пересечения второго порядка

диапазон для искажений второго порядка равен $72,5$ дБ; для искажений третьего порядка - $81,7$ дБ. На практике пересечение кривых шума и искажений не является чётко определенной точкой, поскольку шум добавляется к продуктам искажений, имеющих вид НГ-сигналов, уменьшая динамический диапазон на 2 дБ при использовании логарифмической шкалы мощности с логарифмическим усреднением.

На рисунке 6-2 показан динамический диапазон для одной полосы пропускания. Мы, конечно, можем улучшить динамический диапазон путем сужения полосы пропускания, но здесь нет взаимно однозначного соответствия между снижением уровня

собственных шумов и улучшением динамического диапазона. Для искажений второго порядка улучшение составляет половину от изменения уровня собственных шумов; для искажений третьего порядка - две трети от изменения уровня собственных шумов. См. рисунок 6-3.

Последним фактором, ограничивающим динамический диапазон, является фазовый шум гетеродина анализатора спектра, и он влияет только на измерения искажений третьего порядка. Например, предположим, что мы проводим двухтоновые измерения интермодуляционных искажений третьего порядка усилителя, и частоты испытательных сигналов

(тонов) разнесены на 10 кГц. Продукты искажений третьего порядка будут отделены от испытательных тонов тоже на 10 кГц. Для этого измерения мы могли бы определить динамический диапазон сами, используя полосу пропускания 1 кГц. Обращаясь к рисунку 6-3 и допуская уменьшение на 10 дБ на кривой шума, мы определили бы максимальный динамический диапазон как 88 дБ. Предположим, тем не менее, что при отстройке 10 кГц уровень фазового шума –80 дБн. Тогда значение 80 дБ становится основным ограничением динамического диапазона для нашего измерения, как показано на рисунке 6-4.

Таким образом, динамический диапазон анализатора спектра ограничен тремя факторами: характеристиками искажений входного смесителя; уровнем широкополосных собственных шумов (чувствительностью) системы и фазовым шумом гетеродина.

Зависимость динамического диапазона от погрешности измерения

В нашем предыдущем обсуждении погрешностей измерения амплитуды мы рассмотрели только составляющие погрешностей, указанные в таблице 4-1, плюс рассогласование. Мы не учли возможность того, что продукты искажений, генерируемые внутри анализатора (синусоиды), могут присутствовать на той же частоте, что и внешний сигнал, который мы хотим измерить. При этом продукты искажений, генерируемые внутри анализатора, могут попасть также точно на те же частоты, что и продукты искажений, которые мы хотим измерить на внешних сигналах. Проблема заключается в том, что у нас нет способа определить фазовые соотношения между внешними и внутренними сигналами. Поэтому мы можем определить только потенциальный диапазон погрешности:

$$\text{Погрешность (в дБ)} = 20 \lg(1 \pm 10^{d/20})$$

где d (дельта) = разность в дБ между большей и меньшей синусоидами (отрицательное число).

См. рисунок 6-5. Например, если мы установим условия, при которых продукт искажений, генерируемый внутри анализатора, равен по амплитуде продукту искажений входного сигнала, погрешность измерения может быть от +6 дБ (эти два сигнала точно совпадают по фазе) до минус бесконечности

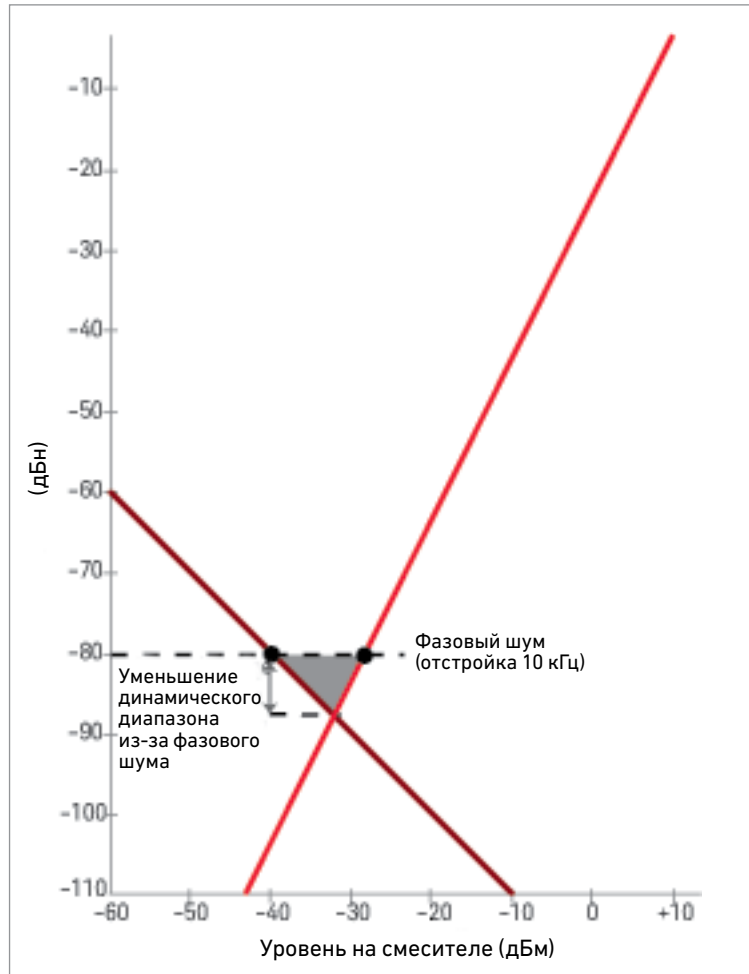


Рисунок 6-4. Фазовый шум может ограничить измерения интермодуляционных искажений третьего порядка.

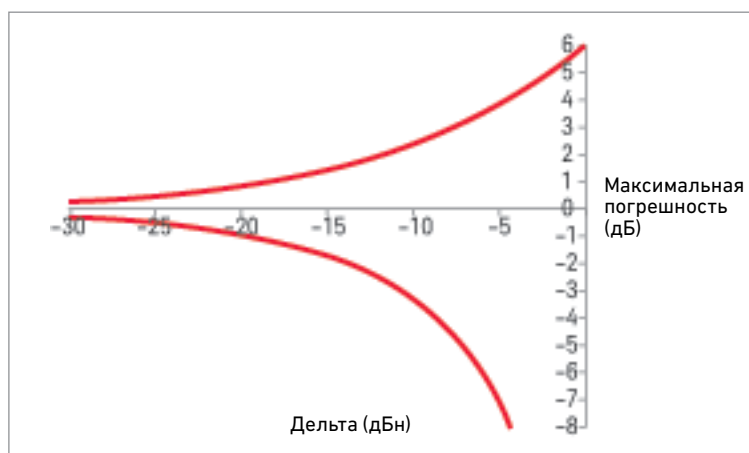


Рисунок 6-5. Зависимость погрешности от разности амплитуд двух синусоид на одной и той же частоте.

(эти два сигнала находятся точно в противофазе и поэтому взаимно уничтожаются). Такая погрешность в большинстве случаев является неприемлемой. Если мы установим для погрешности измерения предел, равный ± 1 дБ, то рисунок 6-5 покажет нам, что продукт искажений, генерируемый внутри анализатора, должен быть примерно на 18 дБ ниже продукта искажений, который мы хотим измерить. Чтобы построить кривые динамического диапазона для измерения продуктов искажений второго и третьего порядков с погрешностью измерения не более чем 1 дБ, мы должны сместить кривые, представленные на рисунках 6-2, на 18 дБ, как показано на рисунке 6-6.

Далее рассмотрим погрешность из-за низкого отношения сигнал/шум. Мы считаем, что продукты искажений, которые мы хотим измерить, являются сигналами низкого уровня, и часто они находятся на уровне собственных шумов анализатора спектра или близки к нему. В подобных случаях мы часто используем видеофильтр, чтобы сделать эти сигналы низкого уровня более различимыми. На рисунке 6-7 показана погрешность отображаемого уровня сигнала в зависимости от отображаемого отношения сигнал/шум для типового анализатора спектра. Эта погрешность - только в одном направлении, поэтому её можно скорректировать. Но обычно мы этого не делаем. Поэтому для измерения динамического диапазона примем, что погрешность, обусловленная шумом, равна 0,3 дБ, и сместим кривую шума на графике динамического диапазона на 5 дБ, как показано на рисунке 6-6. Там, где кривые искажений и шума пересекаются, максимально возможная погрешность будет менее 1,3 дБ.

Давайте посмотрим, что произойдёт с динамическим диапазоном в результате учёта погрешности измерений. Как показано на рисунке 6-6, динамический диапазон, определяемый искажениями второго порядка, изменяется с 72,5 дБ до 61 дБ, то есть, на 11,5 дБ. Это составляет половину полного сдвига для двух кривых (18 дБ - для искажений, 5 дБ - для шума). Динамический диапазон, определяемый искажениями третьего порядка, изменяется с 81,7 дБ до примерно 72,7 дБ, то есть, примерно на 9 дБ. В этом случае изменение составляет одну треть от сдвига кривой искажений (18 дБ) плюс две трети от сдвига кривой шума (5 дБ).

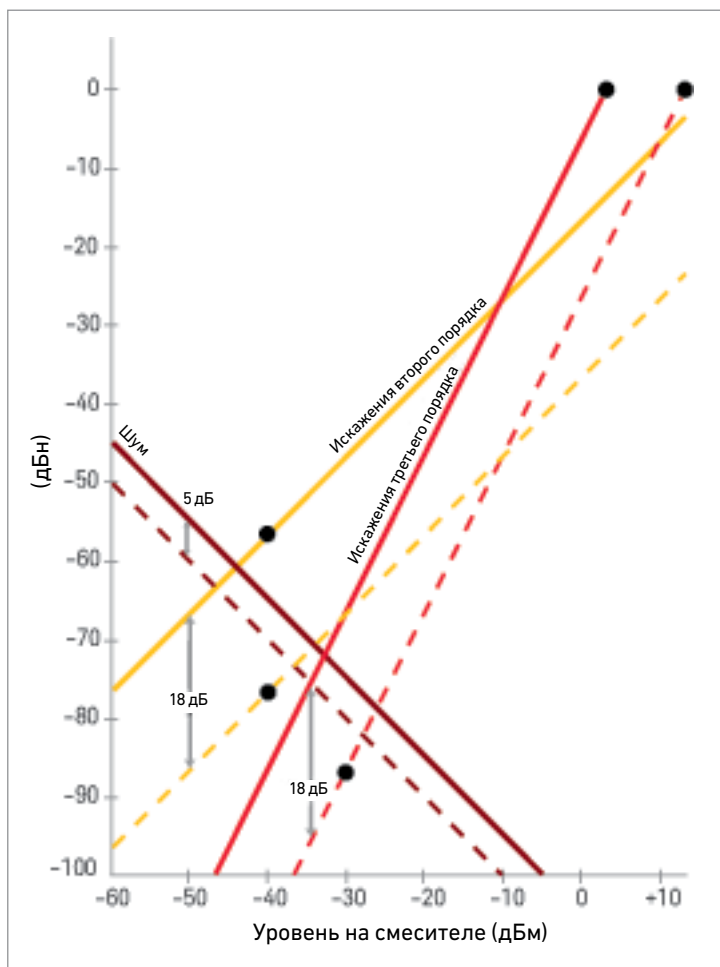


Рисунок 6-6. Динамический диапазон для максимальной погрешности 1,3 дБ.

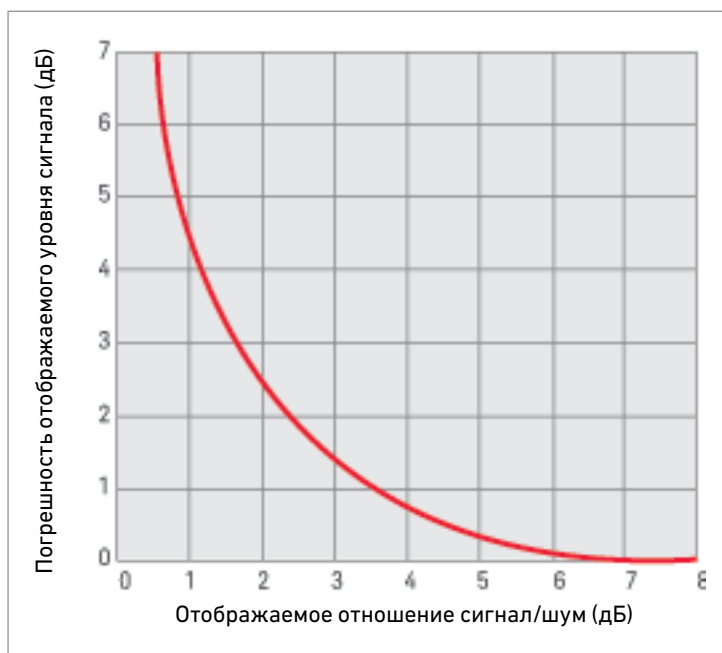


Рисунок 6-7. Погрешность отображаемого уровня сигнала из-за шума.

Компрессия коэффициента усиления

При обсуждении динамического диапазона мы не обращали внимание на то, насколько точно отображается тон с большей амплитудой даже в относительном выражении. Когда мы увеличиваем уровень входного синусоидального сигнала, уровень сигнала на входе смесителя в конце концов становится настолько высоким, что требуемый выходной продукт смещения больше не изменяется линейно относительно амплитуды входного сигнала. Смеситель находится в состоянии насыщения и отображаемая амплитуда сигнала становится слишком мала. Насыщение – процесс скорее постепенный, чем мгновенный. Чтобы не достичь насыщения, обычно нормируется точка компрессии на 1 дБ. Обычно компрессия коэффициента усиления происходит при уровне сигнала на смесителе в диапазоне от –5 до +5 дБм. Соответственно, мы можем определить, какую установку входного аттенюатора необходимо использовать для точного измерения сигналов высокого уровня³. Анализаторы спектра с цифровым трактом ПЧ будут выводить сообщение о том, что АЦП перегружен.

Фактически имеется три разных метода оценки компрессии. Традиционный метод, называемый компрессией непрерывно генерируемого гармонического сигнала (НГ-сигнала), измеряет изменение коэффициента усиления прибора (усилителя, смесителя, или системы) по мере увеличения уровня мощности входного сигнала. Этот метод мы описали выше. Отметим, что точка компрессии НГ-сигнала значительно выше, чем уровни сигналов основной частоты, указанные ранее даже для умеренного динамического диапазона. Поэтому мы были правы, не обращая внимания на возможность компрессии сигнала(ов) высокого уровня.

Второй метод, называемый компрессией двухтонового сигнала, измеряет изменение коэффициента усиления системы для сигналов низкого уровня, в то время как уровень мощности большого сигнала увеличивается. Этот метод применяется при измерении нескольких НГ-сигналов, таких как сигналы боковых полос и независимые сигналы. Порог компрессии для этого метода обычно на несколько децибел ниже, чем для метода компрессии

НГ-сигнала. Этот метод используется компанией Keysight для определения компрессии усиления анализаторов спектра.

Третий метод, называемый компрессией импульсного сигнала, измеряет изменение коэффициента усиления системы для узкого (широкополосного) ВЧ-импульса, в то время как уровень мощности импульса увеличивается. При измерении импульсов мы часто используем полосу пропускания, намного более узкую, чем ширина полосы частот импульса, поэтому анализатор отображает уровень сигнала значительно ниже пиковой мощности импульса. В результате мы можем не знать о том, что полная мощность сигнала превышает порог компрессии смесителя. Высокий порог улучшает отношение сигнал/шум для мощных сверхузких импульсов или импульсов с широкополосной линейной частотной модуляцией. Порог для этого метода примерно на 12 дБ выше, чем для метода компрессии двухтонового сигнала в анализаторах серии X компании Keysight. Тем не менее, так как различные механизмы компрессии по-разному влияют на каждый из трёх методов оценки компрессии, любой из порогов компрессии может быть ниже, чем любой другой.

Отображаемый диапазон и диапазон измерения

С динамическим диапазоном часто путают два дополнительных диапазона: отображаемый диапазон и диапазон измерения. Отображаемый диапазон, часто называемый отображаемым динамическим диапазоном, относится к калиброванному диапазону амплитуды экрана анализатора спектра. Например, дисплей с десятью делениями, казалось бы, имеет отображаемый диапазон 100 дБ при выборе шкалы 10 дБ на деление. Это безусловно верно для современных анализаторов с цифровым трактом ПЧ, таких как анализаторы серии X компании Keysight. Это также верно для анализаторов серии ESA-E при использовании узкополосных (от 10 до 300 Гц) цифровых полос пропускания. Однако анализаторы спектра с аналоговым трактом ПЧ обычно калибруются только для первых 85 или 90 дБ ниже опорного уровня. В этом случае нижняя линия масштабной сетки представляет амплитуды сигналов нулевого уровня, поэтому нижняя часть экрана дисплея перекрывает диапазон от –85 или

–90 дБ до минус бесконечности относительно опорного уровня.

Диапазон логарифмического усилителя может быть ещё одним ограничением для анализаторов спектра с аналоговым трактом ПЧ. Так, логарифмический усилитель анализаторов спектра серии ESA-L имеет диапазон 85 дБ. Поэтому только измерения в пределах 85 дБ ниже опорного уровня являются калиброванными.

Вопрос заключается в том, можно ли использовать полный отображаемый диапазон? Из предыдущего обсуждения динамического диапазона мы знаем, что в общем случае ответ будет положительным. Фактически динамический диапазон часто даже превышает отображаемый диапазон или диапазон логарифмического усилителя. Чтобы перевести сигналы более низкого уровня в калиброванную область экрана, мы должны увеличить усиление тракта ПЧ. Но, поступая так, мы перемещаем сигналы более высокого уровня за пределы верхней линии экрана, выше опорного уровня. Некоторые анализаторы компании Keysight, такие как анализаторы серии X, позволяют проводить измерения сигналов выше опорного уровня, не оказывая влияния на точность, с которой отображаются сигналы более низкого уровня, как показано на рисунке 6-8 (страница 61). Поэтому мы действительно можем использовать преимущества полного динамического диапазона анализатора, даже если этот динамический диапазон превосходит отображаемый диапазон. Хотя на рисунке 6-8 опорный уровень изменился с –20 до –50 дБм, перемещая сигнал значительно выше верхнего края экрана, отсчёт маркера не изменился.

Диапазон измерения – отношение наибольшего сигнала к наименьшему сигналу, которые можно измерить при любых обстоятельствах. Максимально допустимый уровень входного сигнала, обычно равный +30 дБм (1 Вт) для большинства анализаторов, определяет верхний предел. Эти анализаторы имеют входные аттенюаторы, для которых можно устанавливать ослабление до 60 или 70 дБ. Поэтому сигналы с уровнем +30 дБм можно понизить до уровней, которые намного ниже точки компрессии входного смесителя, и точно измерить их. Средний уровень собственных шумов определяет другой предел диапазона. В зависимости от минимальной полосы

3. Многие анализаторы имеют внутреннюю функцию управления совместными установками ослабления входного аттенюатора и усиления тракта ПЧ, так что НГ-сигнал, уровень которого достигает порога компрессии на входном смесителе, создаёт отклик выше верхней линии масштабной сетки. Эта функция удерживает нас от непреднамеренного проведения некорректных измерений НГ-сигналов.

пропускания конкретного анализатора, а также от того, использует ли он предусилитель, средний уровень собственных шумов обычно находится в диапазоне от -115 до -170 дБм. Значит, диапазон измерения может изменяться от 145 дБ до 200 дБ. Конечно, мы не сможем просматривать сигнал с уровнем -170 дБм, когда на входе также присутствует сигнал с уровнем $+30$ дБм.

Измерения мощности в соседних каналах

Точка пересечения третьего порядка (TOI), точка пересечения второго порядка (SOI), компрессия коэффициента усиления на 1 дБ и средний уровень собственных шумов – это классические критерии качества анализаторов спектра. Однако в связи со стремительным ростом цифровых систем связи всё более важными становятся и другие показатели динамического диапазона. Например, измерения мощности в соседних каналах (ACP) часто проводятся с системами связи, основанных на технологии CDMA (Code Division Multiple Access – множественный доступ с кодовым разделением каналов), чтобы определить, какая часть энергии сигнала проникает (просачивается) или “перетекает” в соседние или следующие за соседними каналами, расположенные выше и ниже несущей. Пример измерения мощности в соседних каналах показан на рисунке 6-9.

Обратите внимание на относительную разность результатов измерения уровня мощности основного канала, а также соседних и следующих за соседними каналами. Можно измерить до шести каналов с каждой стороны несущей одновременно.

Обычно нас больше всего интересует относительная разность между мощностью сигнала в основном канале и мощностью сигнала в соседнем или следующем за соседним канале. В зависимости от конкретного стандарта связи, эти измерения часто описывают как тестирование коэффициента мощности в соседнем канале (ACPR) или коэффициента утечки мощности в соседний канал (ACLR). Поскольку сигналы с цифровой модуляцией и искажения, которые они генерируют, являются шумоподобными по своей природе, промышленные стандарты обычно определяют ширину полосы пропускания канала, в которой интегрируется мощность сигнала. Чтобы точно измерять характеристики мощности в соседних каналах тестируемого устройства (ТУ) (такого,

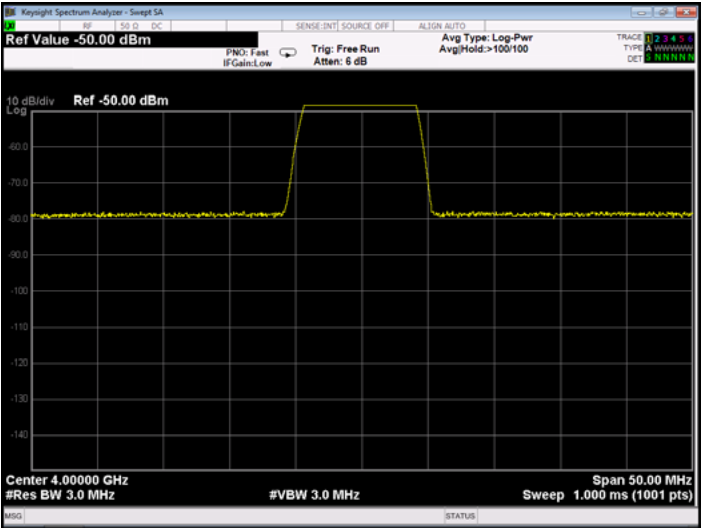
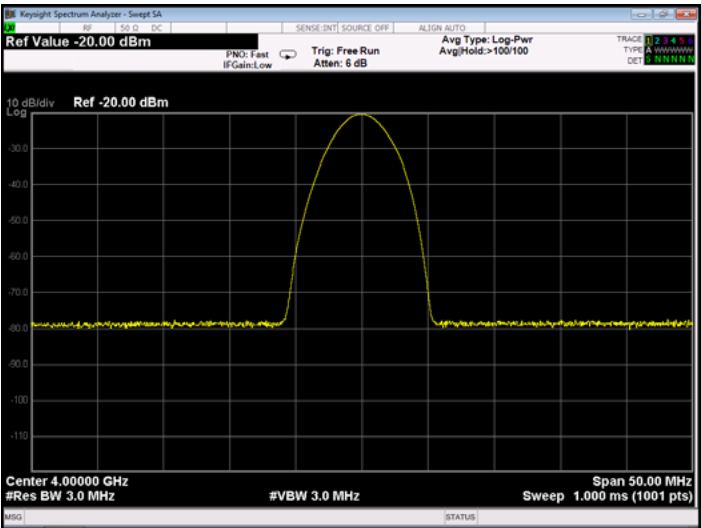


Рисунок 6-8. Отображаемый диапазон и диапазон измерения анализатора спектра PXA.

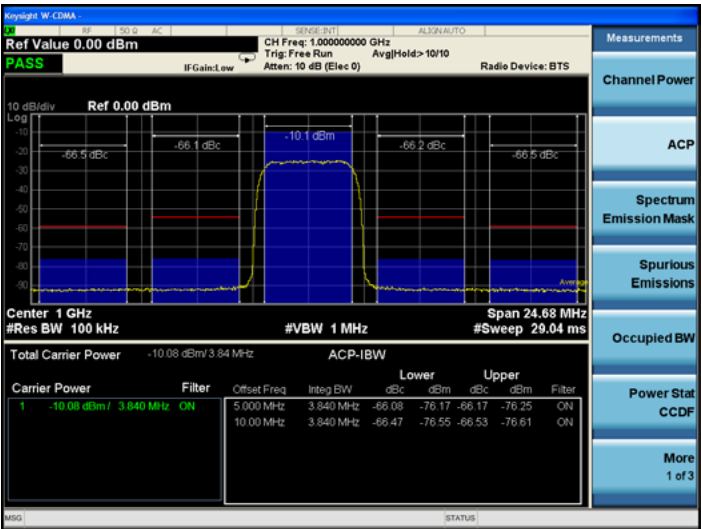


Рисунок 6-9. Измерение мощности в соседних каналах с использованием анализатора спектра PXA.

как усилитель мощности), анализатор спектра должен иметь лучшие характеристики мощности в соседних каналах, чем ТУ. Поэтому динамический

диапазон измерения коэффициента мощности в соседнем канале (ACPR) анализатора спектра стал критерием качества для цифровых систем связи.

Раздел 7. Расширение диапазона частот

По мере непрерывного роста объёма услуг беспроводной связи доступный частотный спектр становится всё более наполненным. В связи с этим наблюдается возрастающая тенденция по разработке новых продуктов и услуг на более высоких частотах. Новые СВЧ-технологии также продолжают развиваться, стимулируя потребность в ещё больших возможностях измерений в СВЧ-диапазоне. Разработчики анализаторов спектра ответили на это созданием приборов, способных непосредственно настраиваться до 50 ГГц, используя коаксиальный вход. С помощью внешних смесителей можно проводить измерения на ещё более высоких частотах. В этом разделе описаны методы, позволяющие настроить анализатор спектра до таких высоких частот.

Внутреннее смещение на гармониках

В разделе 2 мы рассмотрели анализатор спектра с одним диапазоном частот, который настраивается до 3,6 ГГц. Теперь мы хотим настраиваться на более высокие частоты. Самым практичным способом для расширения диапазона частот является использование смещения на гармониках.

Но давайте вернёмся на один шаг назад. При выводе уравнения настройки в разделе 2 мы обнаружили, что нам необходим ФНЧ, изображенный на рисунке 2-1, чтобы предотвратить попадание ВЧ-сигналов на смеситель. В результате получился анализатор, реагирующий единственным образом, с одним диапазоном частот, который настраивается до 3,6 ГГц. Для просмотра и измерения сигналов более высоких частот мы должны убрать ФНЧ.

Другими факторами, которые мы исследовали при выводе уравнения настройки, были выбор диапазона частот гетеродина и ПЧ. Мы решили, что ПЧ не должна быть внутри интересующей полосы частот, поскольку она создает “щель” в диапазоне настройки, в которой мы не можем проводить измерения. Поэтому мы выбрали 5,1 ГГц, сдвинув ПЧ выше самой высокой интересующей частоты настройки (3,6 ГГц). Новый диапазон настройки выше 3,6 ГГц, поэтому кажется логичным сдвинуть новую ПЧ на частоту ниже 3,6 ГГц. Обычно первая ПЧ для этих более высоких диапазонов частот в анализаторах спектров компании Keysight, равна 322,5 МГц. Мы будем использовать эту частоту в наших примерах. В итоге, для нижней полосы частот, до 3,6 ГГц, наша первая ПЧ равна 5,1 ГГц. Для более высоких

полос частот мы должны переключиться на первую ПЧ, равную 322,5 МГц. Заметим, что на рисунке 7-1 вторая ПЧ уже равна 322,5 МГц, поэтому всё, что нам необходимо сделать, когда мы захотим настроиться на более высокие диапазоны, - это обойти первую ПЧ.

В разделе 2 мы использовали математический подход, чтобы сделать вывод о необходимости ФНЧ. Математические вычисления в рассматриваемой ситуации становятся более сложными, поэтому мы будем использовать графический подход, чтобы увидеть, что происходит. Нижняя полоса частот - более простой случай, поэтому мы начнём с него. Во всех наших графиках мы будем отображать частоту гетеродина вдоль горизонтальной оси, а частоту сигнала - вдоль вертикальной оси, как показано на рисунке 7-2. Мы знаем, что получим продукт смещения на частоте ПЧ (и, следовательно, отклик на экране), когда частота входного сигнала отличается от частоты гетеродина на значение ПЧ. Поэтому мы можем определить частоту, на которую настраивается анализатор, просто добавляя значение ПЧ к частоте гетеродина, или вычитая её из частоты гетеродина. Чтобы определить наш диапазон настройки, мы сначала вычертим график частоты гетеродина относительно оси частот сигнала,

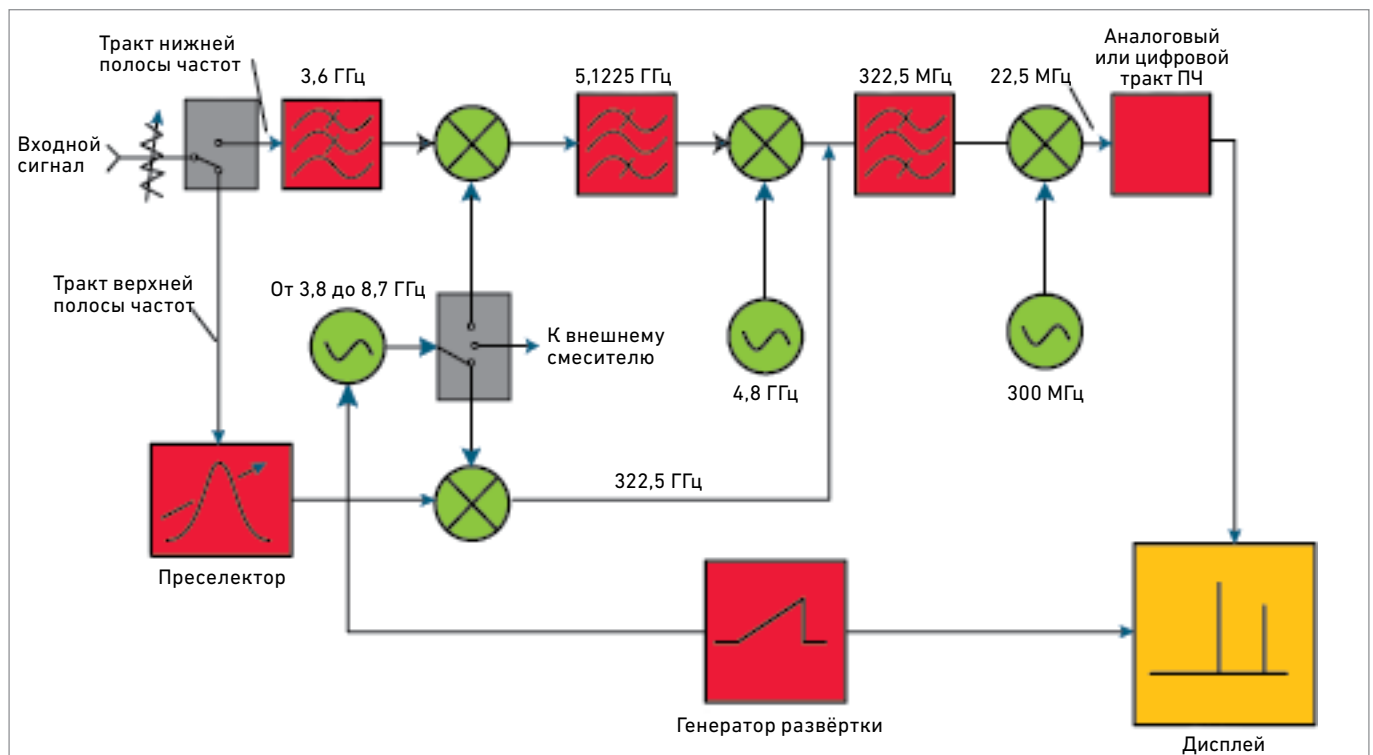


Рисунок 7-1. Система с возможностью переключения между нижней полосой и более высокими полосами частот.

как показано штриховой линией на рисунке 7-2. Вычитание значения ПЧ из штриховой линии даёт нам диапазон настройки от 0 до 3,6 ГГц, - диапазон, который мы рассматривали в разделе 2. Отметим, что эта линия на рисунке 7-2 обозначена как “1-”, чтобы показать смещение на основной частоте и использование знака “минус” в уравнении настройки. По графику можно определить, какая частота гетеродина требуется, чтобы принять конкретный сигнал, или на какой сигнал настроен анализатор при данной частоте гетеродина. Для отображения сигнала 1 ГГц гетеродин должен быть настроен на 6,1 ГГц. При частоте гетеродина 8 ГГц анализатор спектра настраивается для приёма сигнала с частотой 2,1 ГГц). В тексте мы округляем значение первой ПЧ до первого десятичного знака; точное значение ПЧ указано на структурной схеме.

Теперь давайте добавим другую полосу смещения на основной частоте путём суммирования ПЧ и линии гетеродина на рисунке. 7-2. Это даёт нам сплошную верхнюю линию, помеченную как 1+, которая отображает диапазон настройки от 8,9 до 13,8 ГГц. Заметим, что для конкретной частоты гетеродина две частоты, на которые настраивается анализатор, разделены двойным значением ПЧ. Предполагая, что при проведении измерений сигналов в нижней полосе мы имеем на входе ФНЧ, мы не будем обращать внимание на сигналы в диапазоне частот 1+.

Теперь посмотрим, в какой степени смещение на гармониках усложняет эту ситуацию. Смещение на гармониках происходит, поскольку гетеродин подаёт на смеситель сигнал возбуждения высокого уровня для обеспечения эффективного смешения, а поскольку смешиватель является нелинейным устройством, он генерирует гармоники сигнала гетеродина. Поступающие сигналы могут смешиваться с гармониками, а также с основной частотой гетеродина, и любой продукт смешения с частотой, равной ПЧ, создаёт отклик на экране. Другими словами, наше уравнение настройки (смещения) приобретает теперь следующий вид:

$$f_{\text{sig}} = n f_{\text{LO}} \pm f_{\text{IF}}$$

где n = гармоника гетеродина (другие параметры остаются такими же, как и при предыдущем обсуждении).

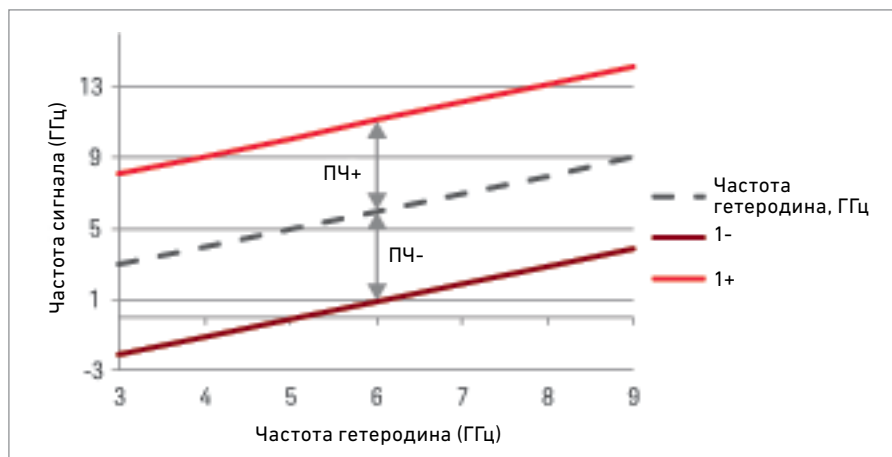


Рисунок 7-2. Характеристики настройки для смещения на основной частоте в случае использования нижней полосы частот и высокой ПЧ.

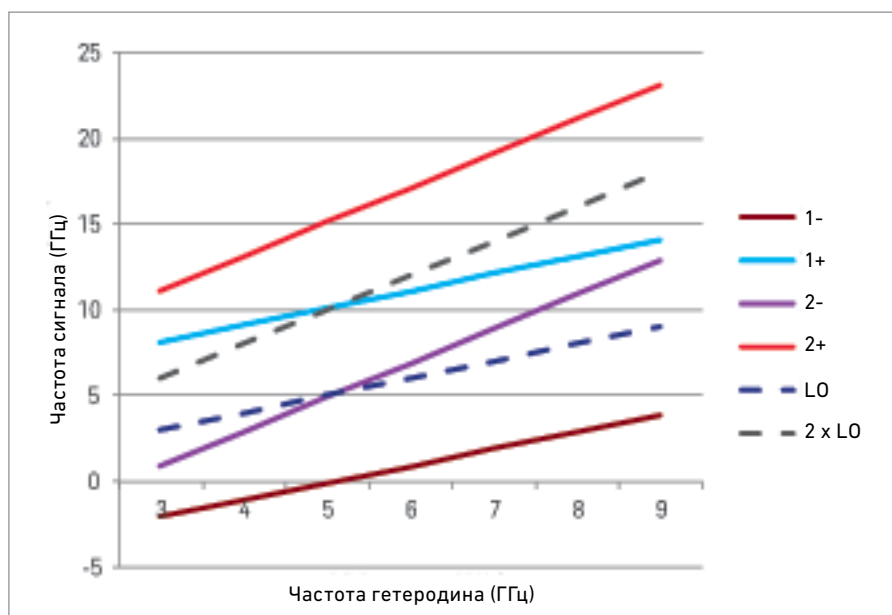


Рисунок 7-3. Сигналы в диапазоне частот “1-” производят уникальные, точно выраженные отклики в случае использования нижней полосы частот и высокого значения ПЧ.

Давайте добавим смещение со второй гармоникой к нашему график на рисунке 7-3 и посмотрим, в какой степени это усложнит нашу процедуру измерений. Как и ранее, мы сначала вычерчиваем график частоты гетеродина относительно оси частоты сигнала. Умножение частоты гетеродина на два даёт верхнюю штриховую линию на рисунке 7-3. Как мы это делали и в случае смещения на основной частоте, мы просто вычитаем значение ПЧ (5,1 ГГц) из характеристики второй гармоники гетеродина и добавляем к ней значение ПЧ, чтобы получить диапазоны настройки 2- и 2+. Поскольку ни один из них не перекрывается с требуемым диапазоном настройки 1-, мы можем опять утверждать, что они действительно не усложняют процесс измерения. Другими словами, сигналы в диапазоне настройки 1- производят

уникальные, точно выраженные отклики на экране анализатора. Тот же самый ФНЧ, который использовался в случае смещения на основной частоте, так же хорошо обеспечивает исключение откликов, созданных в случае смещения на гармониках.

Эта ситуация значительно отличается от случая использования верхней полосы частот и низкой ПЧ. Как и раньше, мы сначала вычерчиваем график основной частоты гетеродина относительно оси частот сигнала, а затем добавляем и вычитаем значение ПЧ, что приводит к результатам, показанным на рисунке 7-4. Заметим, что диапазоны настройки 1- и 1+ теперь располагаются значительно ближе друг к другу и они фактически перекрываются, поскольку значение ПЧ теперь намного ниже, в данном

случае 322,5 МГц. Усложняет ли процесс измерения то, что диапазоны настройки близко расположены? И да, и нет. Прежде всего, наша система может быть откалибрована одновременно только для одного диапазона настройки. В этом случае мы предпочли бы настройку на диапазон 1–, что даёт нам частоту нижней границы (примерно 3,5 ГГц). Поэтому мы имеем некоторое перекрытие с верхней границей диапазона настройки нижней полосы (3,6 ГГц). Тогда что же мы, вероятно, увидим на экране? Если мы посмотрим, что соответствует на графике частоте гетеродина 5 ГГц, то обнаружим две возможные частоты сигнала, которые дадут нам отклики в одной и той же точке на экране: 4,7 и 5,3 ГГц (это тоже округленные значения). С другой стороны, если мы посмотрим, что соответствует значению 5,3 ГГц на оси частот сигнала, то увидим, что, в дополнение к отклику в диапазоне настройки 1+ на частоте гетеродина 5 ГГц, мы можем также получить отклик в диапазоне настройки 1–. Это произойдет, если мы позволим частоте гетеродина перестроиться до 5,6 ГГц, то есть, на удвоенное значение ПЧ выше 5 ГГц. Кроме того, если мы посмотрим, что соответствует на графике значению частоты сигнала 4,7 ГГц, то обнаружим отклик в диапазоне настройки 1+ на частоте гетеродина примерно 4,4 ГГц (на удвоенное значения ПЧ ниже 5 ГГц) в дополнение к отклику в диапазоне настройки 1– на частоте гетеродина в 5 ГГц. Таким образом, для каждого ожидаемого отклика в диапазоне настройки 1– будет второй отклик, расположенный ниже на удвоенное значение ПЧ. Эти пары откликов называют зеркальными откликами.

При таком типе смешения сигналов возможен случай, когда сигналы на разных частотах производят отклики в одной и той же точке на экране, то есть, при одном и том же значении ПЧ. Как можно увидеть на рисунке 7-4, оба входных сигнала на частотах 4,7 и 5,3 ГГц производят отклик на ПЧ, когда частота гетеродина равна 5 ГГц. Эти сигналы называют зеркальными частотами, и они также разнесены на удвоенное значение ПЧ.

Понятно, что нам необходим механизм разделения откликов, генерируемых на характеристике настройки 1–, для которой анализатор откалиброван,

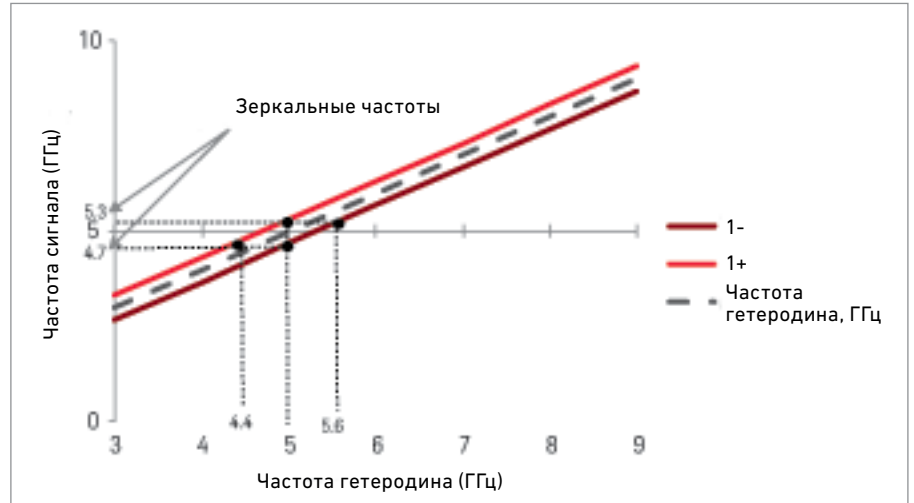


Рисунок 7-4. Характеристики настройки для смешения на основной частоте в случае использования верхней полосы частот и низкой ПЧ.

и откликов, производимых на характеристике настройки 1+. Однако, прежде чем рассматривать решения для идентификации сигналов, расширим характеристики смешения на гармониках до 26,5 ГГц и посмотрим, имеются ли здесь дополнительные факторы, которые мы должны учитывать в процессе идентификации сигналов. На рисунке 7-5 показаны характеристики настройки вплоть до четвертой гармоники гармоника.

При изучении рисунка 7-5 мы находим некоторые дополнительные сложности. Анализатор спектра устанавливается для работы в нескольких полосах настройки. В зависимости от частоты, на которую настраивается анализатор, экран анализатора калибруется по частоте для конкретной гармоники гетеродина. Например, для диапазона частот входных сигналов от 8,3 до 13,6 ГГц анализатор калибруется для характеристики настройки 2–. Предположим, что на вход подается сигнал с частотой 13,6 ГГц. По мере перестройки частоты гетеродина этот сигнал произведет отклики на ПЧ на характеристиках настройки 3+, 3–, 2+ и 2–. Требуемый отклик на характеристике настройки 2– появится, когда частота гетеродина будет удовлетворять уравнению настройки:

$$13,6 \text{ ГГц} = 2 f_{LO} - 0,3 \\ f_{LO} = 6,95 \text{ ГГц}$$

Аналогично мы можем рассчитать, что отклик от характеристики настройки 2+ возникнет, когда частота

гетеродина (f_{LO}) будет равна 6,65 ГГц, приводя к отображаемому сигналу, который появится на частоте 13,0 ГГц.

Отображаемые сигналы, созданные откликами на характеристиках настройки 3+ и 3–, называются внутрисполосными множественными откликами. Поскольку они возникают, когда гетеродин настраивается на частоты 4,63 и 4,43 ГГц, они производят на экране ложные отклики, которые выглядят как сигналы на частотах 8,96 и 8,56 ГГц.

В других ситуациях могут создаваться внеполосные множественные отклики. Например, предположим, что мы исследуем в полосе частот 1 сигнал с частотой 5 ГГц, который имеет третью гармонику высокого уровня на частоте 15 ГГц (полоса частот 3). В дополнение к ожидаемой паре множественных откликов, вызванных сигналом с частотой 5 ГГц на характеристиках настройки 1+ и 1–, мы получим также отклики, генерируемые сигналом с частотой 15 ГГц на характеристиках настройки 4+, 4–, 3+ и 3–. Поскольку эти отклики появляются, когда гетеродин настроен на частоты 3,7, 3,8, 4,9 и 5,1 ГГц, соответственно, на экране будут отображаться сигналы, которые выглядят, как расположенные на частотах 3,4, 3,5, 4,6 и 4,8 ГГц. Это показано на рисунке 7-6.

Множественные отклики обычно появляются парами¹: продукт смешения со знаком “плюс” и продукт смешения со знаком “минус”. Когда мы используем

1. Часто называют “зеркальными парами”. Но это неточная терминология, поскольку зеркальные отклики в действительности представляют два или больше реальных сигналов, присутствующих на входе анализатора, которые порождают отклики на ПЧ при одной и той же частоте гетеродина. Эти числа могут отличаться в зависимости от анализатора.

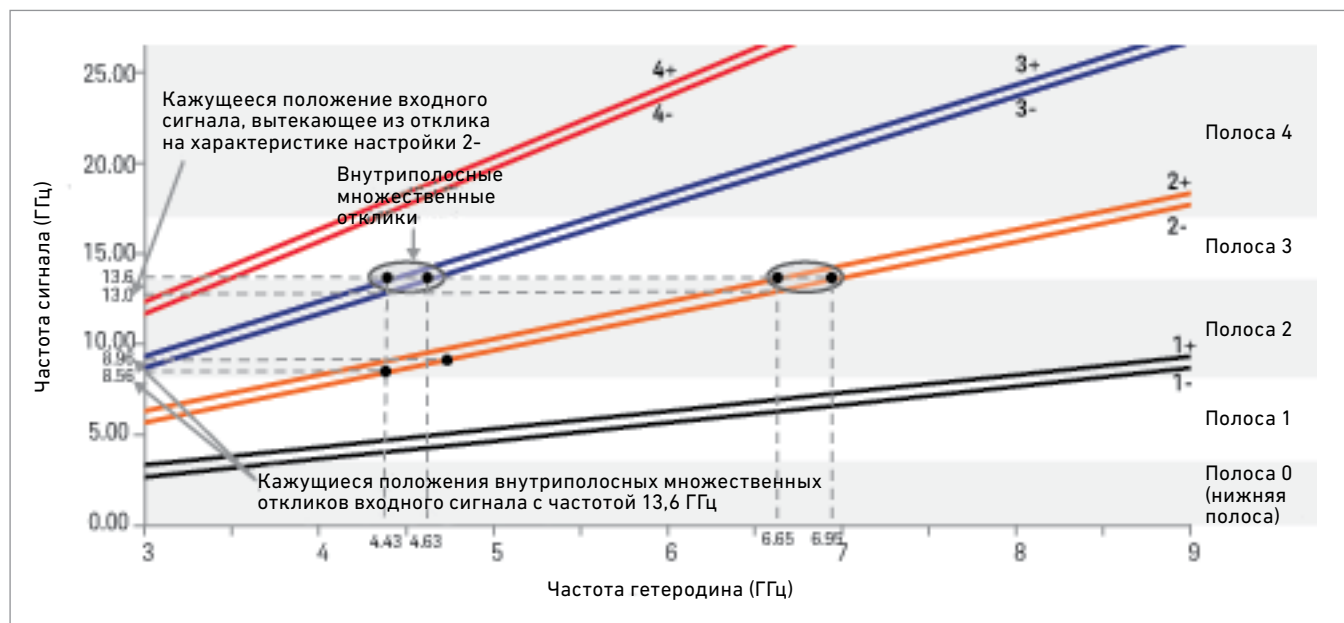


Рисунок 7-5. Характеристики настройки вплоть до четвёртой гармоники гетеродина, показывающие внутрисполосные множественные отклики для входного сигнала с частотой 13,6 ГГц.

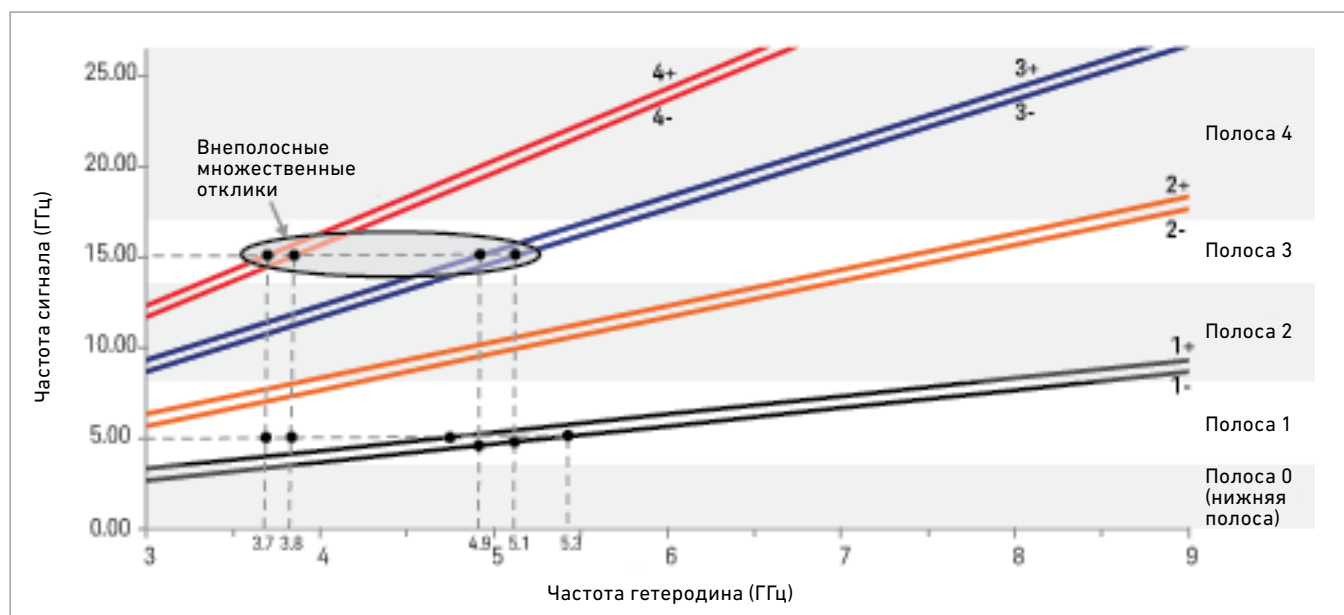


Рисунок 7-6. Внеполосные множественные отклики в полосе 1 как результат присутствия сигнала в полосе 3.

для смешения правильный номер гармоники для данной полосы настройки, отклики будут разнесены на удвоенное значение ПЧ ($2 \times f_{IF}$). Поскольку наклон каждой пары характеристик настройки линейно нарастает с увеличением номера гармоники N , множественные пары, полученные в результате смешения с любым другим номером гармоники, будут разнесены на величину:

$$2f_{IF} (N_c / N_A)$$

где N_c = правильный номер гармоники для требуемой полосы настройки
 N_A = реальный номер гармоники, генерирующей множественную пару

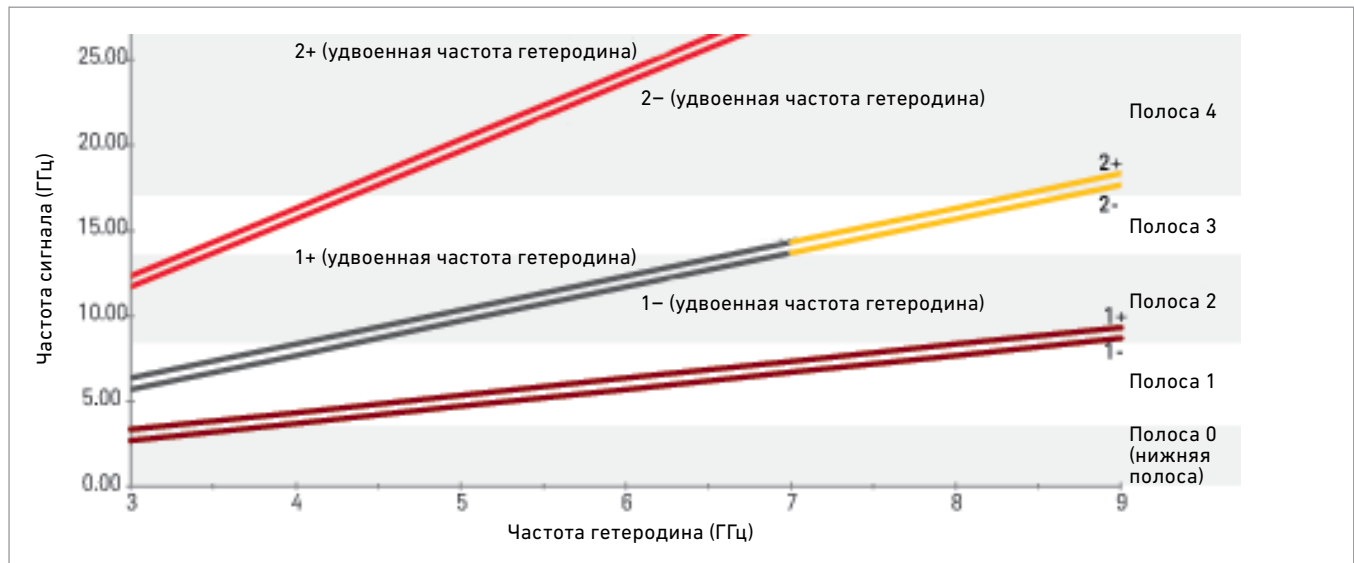


Рисунок 7-7. Гармонические полосы анализатора серии X при использовании удвоения частоты гетеродина.

В анализаторах серии X частота гетеродина удваивается, чтобы вырабатывать новую, более высокую частоту гетеродина для смещения на гармониках. В результате разность частот между гармониками гетеродина становится в два раза больше, чем он мог бы быть в ином случае, а вероятность множественных откликов значительно уменьшается. Сравните рисунки 7-6 и 7-7.

Можно ли по результатам этой дискуссии сделать вывод о том, что анализаторы спектра с гармоническим смещением являются непрактичными? Совсем не обязательно. В случаях, когда частота сигнала известна, можно настроиться непосредственно на сигнал, зная, что анализатор выберет подходящий режим смещения, для которого он откалиброван. В контролируемых средах при наличии только одного или двух сигналов, обычно просто отделить реальный сигнал от зеркального отклика или множественных откликов. Однако имеется много случаев, когда мы не представляем, сколько сигналов присутствует, или какими могут быть их частоты. Например, мы можем осуществлять поиск неизвестных паразитных сигналов, проводить тесты, связанные с наблюдением за объектом, в рамках программы по мониторингу частотного спектра, либо тесты на соответствие требованиям электромагнитной совместимости (ЭМС) для измерения нежелательных излучений устройств. Во всех этих случаях мы можем проводить поиск совершенно неизвестных сигналов в потенциально насыщенной спектральной обстановке.

Необходимость проведения в том или ином виде процедуры идентификации для всех без исключения откликов сделает время измерения недопустимо длительным.

К счастью, есть метод, позволяющий по существу устранить зеркальные и множественные отклики посредством процесса предварительной фильтрации сигнала. Этот метод называется преселекцией.

Преселекция

В какой форме должна выполняться преселекция? Возвращаясь к рисунку 7-4, предположим, что на вход анализатора подаются два сигнала с частотами 4,7 и 5,3 ГГц. Если бы нас особенно интересовал один из этих них, то достаточно было бы использовать полосовой фильтр, чтобы пропустить в анализатор этот сигнал и подавить другой. Однако фиксированный фильтр не устраняет множественные отклики; поэтому если спектр насыщен сигналами, то здесь всё ещё существует потенциальная возможность путаницы. Более важным, пожалуй, является ограничение, которое фиксированный фильтр накладывает на гибкость анализатора. При широкополосных измерениях мы будем вынуждены постоянно менять полосовые фильтры, чего мы, конечно, делать не хотим.

Решением является настраиваемый фильтр, конфигурируемый таким образом, что он автоматически отслеживает частоту подходящего режима смещения. На рисунке 7-8 показано действие такого преселектора. Здесь мы используем преимущество

нашего супергетеродинного анализатора спектра по сравнению с анализатором спектра, работающем в режиме реального времени, заключающееся в том, что он настраивается одновременно только на одну частоту. Штриховые линии на рисунке 7-8 представляют полосу пропускания следящего преселектора. Сигналы за пределами штриховых линий подавляются. Давайте продолжим рассмотрение нашего примера с сигналами 4,7 и 5,3 ГГц на входе анализатора. Если мы установим центральную частоту 5 ГГц и полосу обзора 2 ГГц, то что случится, когда анализатор будет перестраиваться через этот диапазон? Когда частота гетеродина превысит 4,4 ГГц (частота, на которой он может смешиваться с входным сигналом 4,7 ГГц в его режиме смещения 1+), преселектор настраивается на частоту 4,1 ГГц и таким образом подавляет сигнал с частотой 4,7 ГГц. Поскольку входной сигнал не достигает смесителя, никакого смешения не происходит, и никакой отклик на экране не появляется. Когда частота гетеродина превысит 5 ГГц, преселектор позволит сигналу с частотой 4,7 ГГц достичь смесителя, и мы увидим соответствующий отклик на экране. Зеркальный отклик на частоте 5,3 ГГц подавляется, поэтому он не создаёт продукт смешения, который взаимодействовал бы с продуктом смешения от сигнала с частотой 4,7 ГГц и приводил бы к появлению ложного отклика на экране. Наконец, когда частота гетеродина превысит 5,6 ГГц, преселектор позволяет сигналу с частотой 5,3 ГГц достичь смесителя, и мы увидим его правильное отображение на экране. Заметим, что на рисунке 7-8

нигде различные режимы смещения не пересекаются. Поэтому до тех пор, пока полоса пропускания преселектора является достаточно узкой (она обычно изменяется приблизительно от 35 МГц на низких частотах до 80 МГц на высоких частотах), он будет значительно ослаблять все зеркальные и множественные отклики.

Слово “устранение”, возможно, будет преувеличением. Преселекторы не обладают бесконечным подавлением. Более вероятно подавление в диапазоне от 70 до 80 дБ. Поэтому если мы исследуем сигналы очень низкого уровня в присутствии сигналов очень высокого уровня, то, возможно, увидим зеркальные и множественные отклики низкого уровня от сигналов высокого уровня. Если рассматривать нижнюю полосу частот, то следует учитывать, что большинство следящих преселекторов используют ЖИГ-технологии, а ЖИГ-фильтры не очень хорошо работают на низких частотах. К счастью, здесь есть решение. Рисунок 7-3 показывает, что ни один другой режим смещения не перекрывается с режимом смещения 1- в случае нижней полосы частот и высокой ПЧ. Поэтому простой ФНЧ ослабляет как зеркальные, так и множественные отклики. На рисунке 7-9 изображена архитектура входного каскада типового СВЧ-анализатора спектра.

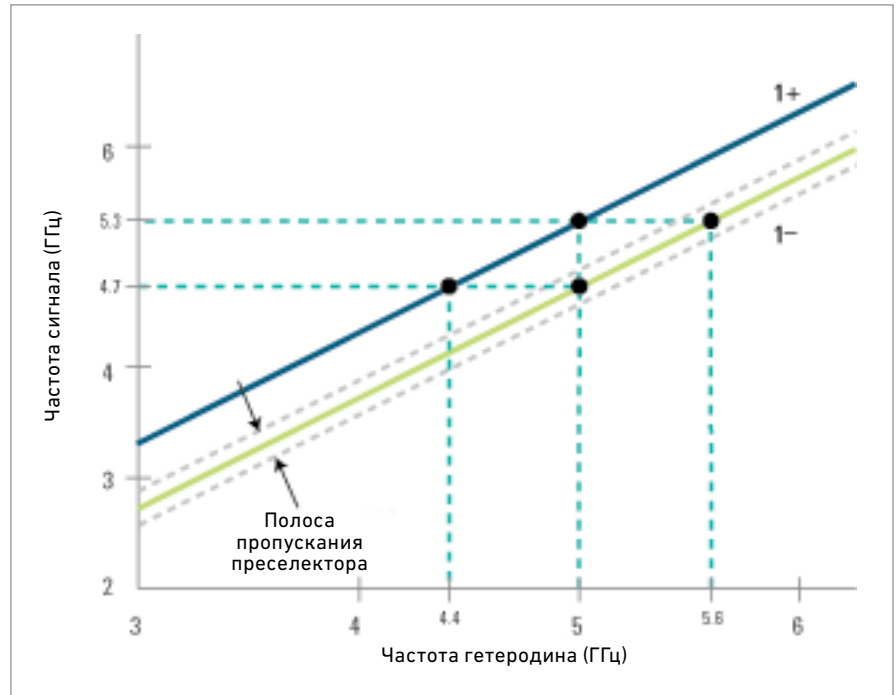


Рисунок 7-8. Преселекция: штриховые серые линии представляют полосу пропускания следящего преселектора.

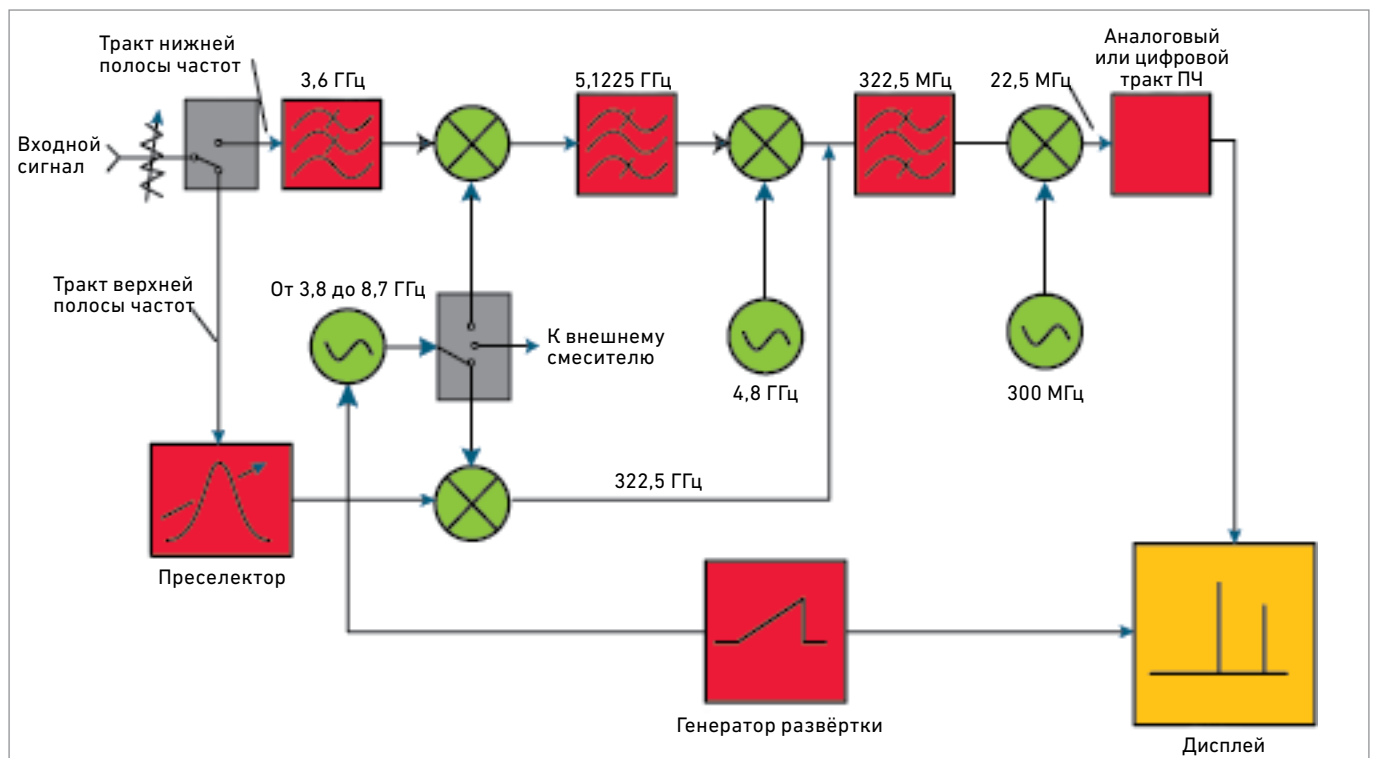


Рисунок 7-9. Архитектура входного каскада типового анализатора спектра с преселектором.

Калибровка амплитуды

До сих пор мы рассматривали, как анализатор спектра со смещением на гармониках реагирует на различные входные частоты. А что происходит с амплитудой?

Потери преобразования смесителя зависят от номера гармоники и возрастают с увеличением номера гармоники. Это означает, что сигналы одинаковой амплитуды будут отображаться на экране с разными уровнями, если они являются результатом разных режимов смещения. Для того чтобы сохранить калибровку амплитуды, необходимо предпринять какие-то действия. В анализаторах спектра компании Keysight усиление ПЧ изменяется. Увеличение потерь преобразования на более высоких гармониках гетеродина вызывает потерю чувствительности точно так же, как если бы мы увеличили ослабление входного аттенюатора. А так как изменение усиления ПЧ имеет место после потерь преобразования, это изменение усиления вызывает соответствующее изменение отображаемого уровня шума. Таким образом, мы можем определить чувствительность анализатора в диапазонах смещения на гармониках, отмечая средний уровень собственных шумов точно так же, как это делали при смещении на основной частоте.

В старых анализаторах спектра рост среднего уровня собственных шумов с каждой гармонической полосой был очень заметен. Новые модели компании Keysight используют двойной балансный смеситель на гармониках гетеродина с подавлением зеркального канала, что минимизирует увеличение потерь преобразования при использовании более высоких гармоник. Таким образом эффект “ступенек лестницы” при отображении среднего уровня собственных шумов заменён на плавное наклонное увеличение с увеличением частоты, как показано на рисунке 7-10.

Фазовый шум

В разделе 2 мы отмечали, что нестабильность гетеродина анализатора проявляется в виде фазового шума вокруг сигналов, которые отображаются значительно выше среднего уровня собственных шумов. Мы также отмечали, что этот фазовый шум мог устанавливать ограничения на способность измерять близко расположенные сигналы,

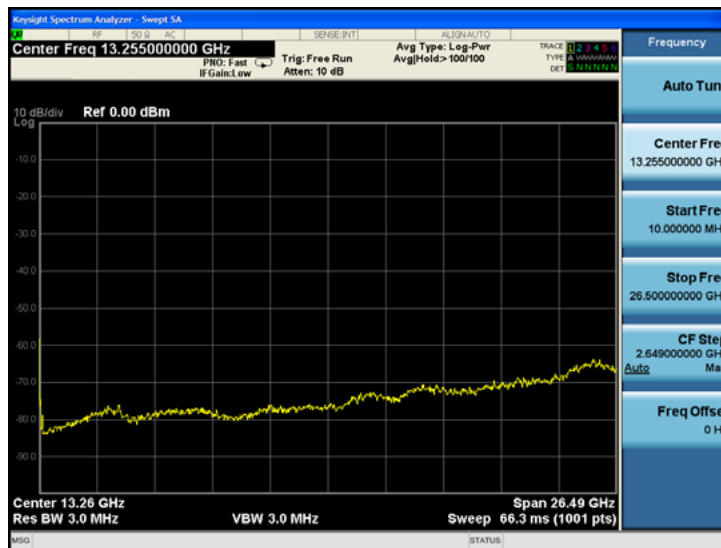


Рисунок 7-10. Рост уровня собственных шумов показывает изменение чувствительности при изменении используемой гармоники гетеродина.

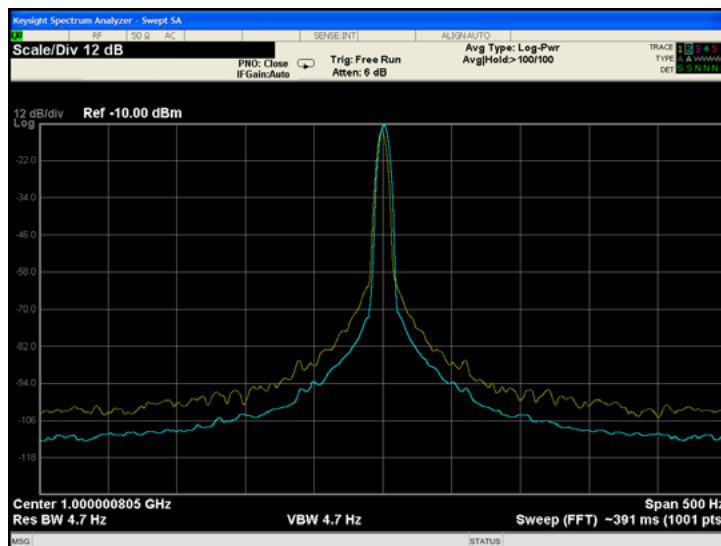


Рисунок 7-11. Уровни фазового шума при смещении на основной частоте и на четвёртой гармонике.

которые отличаются по амплитуде. Уровень фазового шума указывает на угловые или частотные отклонения сигнала гетеродина. Что происходит с фазовым шумом, когда в процессе смещения используется гармоника гетеродина? Относительно смещения на основной частоте фазовый шум (в децибелах) увеличивается в соответствии с уравнением:

$$20 \lg(N),$$

где N = номер гармоники гетеродина

Например, предположим, что основная частота гетеродина имеет наибольшее отклонение 10 Гц, вторая гармоника – 20 Гц, третья – 30 Гц и так далее. Так как фазовый шум указывает, что сигнал (в данном случае шум), порождает модуляцию, то уровень фазового шума должен быть выше, чтобы вызвать

более значительные отклонения. Когда степень модуляции очень мала, как в нашем случае, амплитуда боковых полос модуляции прямо пропорциональна отклонениям несущей (гетеродина). Если отклонения удваиваются, то уровень боковых полос также должен удвоиться по напряжению; то есть, увеличиться на 6 дБ или $20 \lg(2)$. В результате, способность анализатора измерять близко расположенные сигналы, которые отличаются по амплитуде, уменьшается с ростом номера гармоники гетеродина, которая используется для смещения. Рисунок 7-11 показывает разность уровней фазового шума при смещении на основной частоте сигнала (5 ГГц) и на четвёртой гармонике сигнала (20 ГГц).

Улучшенный динамический диапазон

Преселектор улучшает динамический диапазон, если сигналы, о которых идёт речь, достаточно далеко отстоят друг от друга по частоте. При обсуждении динамического диапазона в разделе 6 предполагалось, что сигналы как большого, так и малого уровня будут всегда присутствовать на входе смесителя, и что их амплитуды не изменяются в ходе измерения. Но, как мы видели, если сигналы достаточно далеко отстоят друг от друга, преселектор позволяет только одному из них достичь смесителя, подавляя остальные. Например, если бы мы тестировали СВЧ-генератор на наличие гармоник, то преселектор подавил бы основную частоту при настройке анализатора на одну из гармоник.

Рассмотрим динамический диапазон при тестировании гармонических искажений второго порядка генератора 3 ГГц. Используя пример из раздела 6, предположим, что сигнал с уровнем -40 дБм на смесителе порождает вторую гармонику с уровнем -75 дБн. Нам также известно из предыдущего обсуждения, что на каждый 1 дБ изменения уровня сигнала основной частоты на смесителе, диапазон измерения также изменяется на 1 дБ. График гармонических искажений второго порядка показан на рисунке 7-12. Для нашего примера мы считаем, что сигнал на выходе генератора имеет достаточный уровень мощности, и входной attenuator установлен так, чтобы при измерении сигнала основной частоты генератора уровень на смесителе был равен -10 дБм, то есть, ниже точки компрессии на 1 дБ.

Из графика мы видим, что сигнал с уровнем -10 дБм на смесителе создаст составляющую гармонических искажений второго порядка с уровнем -45 дБн. Теперь мы настроим анализатор на частоту второй гармоники (6 ГГц). Если преселектор имеет подавление 70 дБ, то уровень сигнала основной частоты на смесителе понизится до -80 дБм. На рисунке 7-12 показано, что для сигнала с уровнем -80 дБм на смесителе искажения, генерируемые внутри прибора, будут равны -115 дБн, то есть, на 115 дБ ниже нового уровня сигнала основной частоты -80 дБм. Это определяет абсолютный уровень гармоники как -195 дБм. Значит, разность между уровнями основной частоты

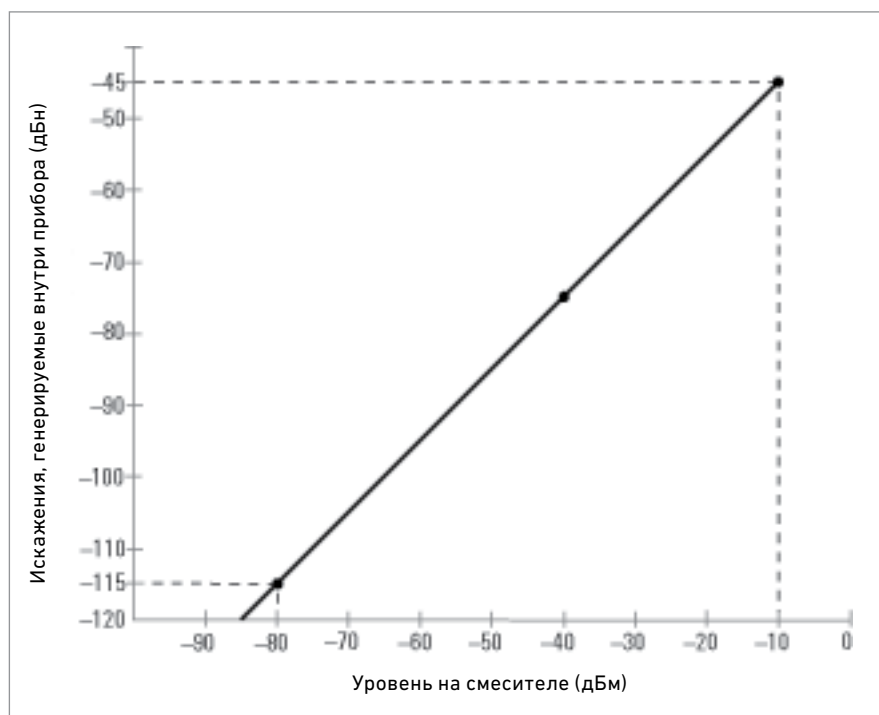


Рисунок 7-12. График гармонических искажений второго порядка.

гетеродина при настройке на неё и второй гармоники, сгенерированной внутри прибора, при настройке на неё будет равна 185 дБ! Очевидно, что при измерении гармонических искажений динамический диапазон со стороны низких уровней сигналов (гармоник) ограничен только уровнем собственных шумов (чувствительностью) анализатора.

Чем ограничен динамический диапазон сверху для высоких уровней сигналов? При измерении сигнала основной частоты генератора мы должны ограничить уровень мощности на смесителе, чтобы получить точный отсчёт уровня. Мы можем использовать внутренний или внешний attenuator, чтобы ограничить уровень сигнала основной частоты на смесителе до некоторого уровня ниже точки компрессии на 1 дБ. Однако, поскольку преселектор значительно ослабляет сигнал основной частоты при настройке на вторую гармонику, можно несколько уменьшить ослабление, если нужна более высокая чувствительность для измерения гармоники. Уровень сигнала основной частоты $+20$ дБм на преселекторе не должен повлиять на способность измерения гармоник.

Любое улучшение динамического диапазона при измерениях интермодуляционных искажений третьего порядка зависит от соотношения разности частот

испытательных тоновых сигналов и полосы пропускания преселектора. Как мы отмечали, типовая полоса пропускания преселектора примерно равна 35 МГц на нижних частотах и 80 МГц – на высоких. В качестве заниженного значения можно использовать крутизну спада полосы пропускания 18 дБ на октаву обычного ЖИГ-преселектора за пределами точки -3 дБ. Поэтому для определения улучшения динамического диапазона мы должны определить, насколько ослабляется каждый из основных тонов, и как это влияет на искажения, генерируемые внутри прибора. Из уравнений для интермодуляционных искажений третьего порядка, приведённых в разделе 6, мы имеем:

$$(k_4/8)V_{L0}V_1^2V_2 \cos[\omega_{L0} - (2\omega_1 - \omega_2)]t$$

и

$$(k_4/8)V_{L0}V_1V_2^2 \cos[\omega_{L0} - (2\omega_2 - \omega_1)]t$$

Из этих выражений можно сделать вывод о том, что амплитуда нижней составляющей искажений $(2\omega_1 - \omega_2)$ изменяется пропорционально квадрату V_1 и первой степени V_2 . С другой стороны, амплитуда верхней составляющей искажений $(2\omega_2 - \omega_1)$ изменяется пропорционально квадрату V_2 и первой степени V_1 . Однако, в зависимости от частот сигналов и разности частот между ними, преселектор может ослабить эти два основных тона не в равной степени.

Рассмотрим ситуацию, изображенную на рисунке 7-13, когда мы настроились на нижнюю составляющую искажений, а два основных тона разделены на половину полосы пропускания преселектора. В этом случае испытательный тоновый сигнал с меньшей частотой находится у самого края полосы пропускания преселектора и ослабляется на 3 дБ. Испытательный тоновый сигнал с большей частотой находится выше нижней составляющей искажений на величину, равную полной полосе пропускания преселектора, и ослабляется примерно на 21 дБ. Поскольку мы настроились на нижнюю составляющую искажений, искажения, генерируемые внутри прибора на этой частоте, понижаются в два раза относительно ослабления V_1 ($2 \times 3 \text{ дБ} = 6 \text{ дБ}$) и на столько же, насколько ослабляется V_2 (21 дБ). Улучшение динамического диапазона равно сумме 6 дБ и 21 дБ, то есть, 27 дБ. Как и в случае гармонических искажений второго порядка, уровень собственных шумов анализатора также необходимо учитывать. Для очень близко расположенных испытательных тонов преселектор не обеспечивает никакого улучшения, и динамический диапазон будет таким же, как если бы преселектора не было.

Обсуждение динамического диапазона в разделе 6 применимо к нижней полосе частот с ФНЧ. Исключения возникают только тогда, когда конкретная гармоника сигнала нижней полосы попадает в полосу пропускания преселектора. Например, если мы измеряем вторую гармонику сигнала основной частоты 2,5 ГГц, мы можем использовать преимущества преселектора при настройке на частоту гармоники (5 ГГц).

Плюсы и минусы преселекции

Плюсы преселекции мы уже выяснили: упрощение работы с анализатором, удобное для восприятия отображение на экране, улучшенный динамический диапазон, широкие полосы обзора. Однако имеются также некоторые недостатки при сравнении с анализаторами без преселекции.

Прежде всего, преселектор имеет вносимые потери, обычно от 6 до 8 дБ. Эти потери вносятся до первого каскада усиления, поэтому чувствительность системы ухудшается на полную величину этих потерь. Кроме того, если преселектор подключён

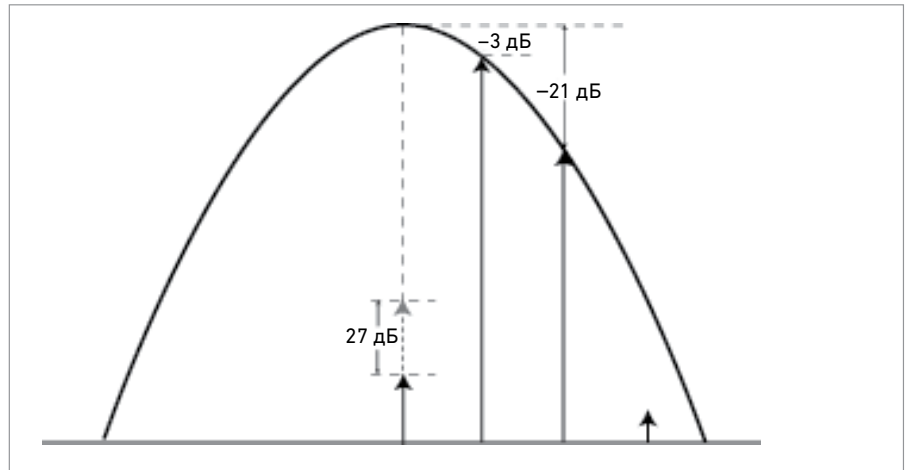


Рисунок 7-13. Улучшенные интермодуляционные искажения третьего порядка; разнос частот между испытательными тонами является значительным относительно полосы пропускания преселектора.

непосредственно к смесителю, взаимодействие рассогласования преселектора и рассогласования входного смесителя может привести к ухудшению АЧХ. Для компенсации увеличившейся волнистости АЧХ необходимо использовать надлежащие методы калибровки. Другим подходом для минимизации этого взаимодействия может быть подключение согласующего перехода (фиксированного аттенюатора) или изолятора между преселектором и смесителем. Но тогда чувствительность ухудшится на полную величину ослабления аттенюатора или изолятора.

Некоторые архитектуры анализаторов спектра исключают необходимость в использовании согласующего перехода или изолятора. С ростом электрической длины между преселектором и смесителем скорость изменения фазы отраженного и переотраженного сигналов становится более быстрой для заданного изменения входной частоты. Результатом будет более выраженный эффект волнистости АЧХ. Некоторые архитектуры, например, используемые в анализаторах серии PSA, включают смесительные диоды как составную часть узла преселектор/смеситель. В таком узле обеспечивается минимальная электрическая длина между преселектором и смесителем. В этой архитектуре таким образом устраняется эффект волнистости АЧХ и улучшается чувствительность системы посредством исключения согласующего перехода или изолятора.

Даже без учёта взаимодействия со смесителем преселектор вызывает некоторое ухудшение АЧХ. Полоса пропускания преселектора никогда не является идеально равномерной, а

всегда имеет некоторую волнистость. В большинстве конфигураций пилообразный сигнал настройки подаётся на преселектор и на гетеродин от одного источника, но здесь нет механизма обратной связи, позволяющего обеспечить, чтобы преселектор точно отслеживал настройку анализатора. Другим источником дрейфа после настройки является саморазогрев, вызванный током, протекающим в цепи преселектора. Положение центра полосы пропускания преселектора будет зависеть от его температуры и перепадов температуры, которые зависят от истории настройки преселектора. В результате наилучшей равномерности можно добиться, центрируя преселектор на каждом сигнале. Функция центрирования обычно содержится во встроенном программном обеспечении анализатора, и включается либо клавишей передней панели при ручном управлении измерениями, либо программно в автоматизированных испытательных системах. После активации функция центрирования устанавливает ЦАП настройки преселектора таким образом, чтобы поместить центр полосы пропускания преселектора на сигнал. Технические характеристики АЧХ большинства СВЧ-анализаторов являются нормируемыми только после центрирования преселектора, и поэтому обычно на практике лучше всего воспользоваться этой функцией (чтобы уменьшить эффект дрейфа после настройки) перед проведением измерений амплитуды СВЧ-сигналов.

При обсуждении времени развёртки мы обнаружили, что анализаторы, такие как PXA, используют БПФ

при выборе более узких полос пропускания. Поскольку частота гетеродина изменяется ступенчато и фиксируется для каждого сегмента БПФ, настройка преселектора тоже должна изменяться ступенчато и фиксироваться. Так как преселектору требуется несколько миллисекунд для настройки и стабилизации, это может негативно сказаться на времени развёртки в сравнении с аналогичными настройками в нижней полосе частот. Анализаторы сигналов серии X позволяют выбрать ширину каждого шага, чтобы минимизировать число шагов (подробнее см. руководство по эксплуатации для конкретного анализатора). Если анализатор имеет опцию MPV, можно обойти преселектор, чтобы исключить его влияние на время развёртки. Тем не менее, убедитесь в том, что тестируемый сигнал является таким, что никакие зеркальные или множественные отклики не смогут привести к путанице.

Использование внешних смесителей на гармониках

Мы рассмотрели процесс настройки на высокие частоты внутри анализатора

сигналов. Для внутреннего смешения на гармониках анализаторы сигналов серии X используют вторую гармонику ($N=2^{-}$) для настройки до 17,1 ГГц, а также вторую гармонику ($N=2^{-}$) в сочетании с удвоенной частотой гетеродина - для настройки до 26,5 ГГц. Рассмотрим случай, когда необходимо провести измерение на частотах выше верхней частоты диапазона частот анализатора. Некоторые анализаторы позволяют использовать внешний смеситель для проведения измерений ВЧ-сигналов, когда внешний смеситель становится входным каскадом анализатора, обходя входной аттенуатор, преселектор и первые смесители. Внешний смеситель использует более высокие гармоники первого гетеродина. В некоторых случаях частота сигнала первого гетеродина удваивается перед подачей на смеситель. Более высокие значения частоты сигнала основной частоты гетеродина позволяют снизить потери преобразования смесителя. Обычно анализатор спектра, который поддерживает внешние смесители на гармониках, имеет один или два дополнительных соединителя на передней панели.

Старые анализаторы имели два соединителя. Внутренний сигнал первого гетеродина анализатора через порт LO out выводится на внешний смеситель, использующий более высокие гармоники для смешения с ВЧ-сигналами. Выход ПЧ внешнего смесителя подключается к порту входа ПЧ (IF in) анализатора. Новые анализаторы имеют только один порт на передней панели. Это стало возможным благодаря тому, что частота гетеродина, получаемая от анализатора, находится между 3 и 14 ГГц, а частота сигнала ПЧ с выхода внешнего смесителя, поступающего в анализатор, равна 322,5 МГц. Из-за большой разности между частотами сигналов гетеродина и ПЧ, оба этих сигнала могут сосуществовать в одном и том же коаксиальном кабеле, соединяющем анализатор со смесителем. Пока внешний смеситель использует ту же самую ПЧ, что и анализатор спектра, сигнал может быть обработан и отображён внутри, как и любой другой сигнал, который поступает от внутреннего первого смесителя. На рисунке 7-14 показана структурная схема внешнего смесителя, используемого с анализатором спектра.

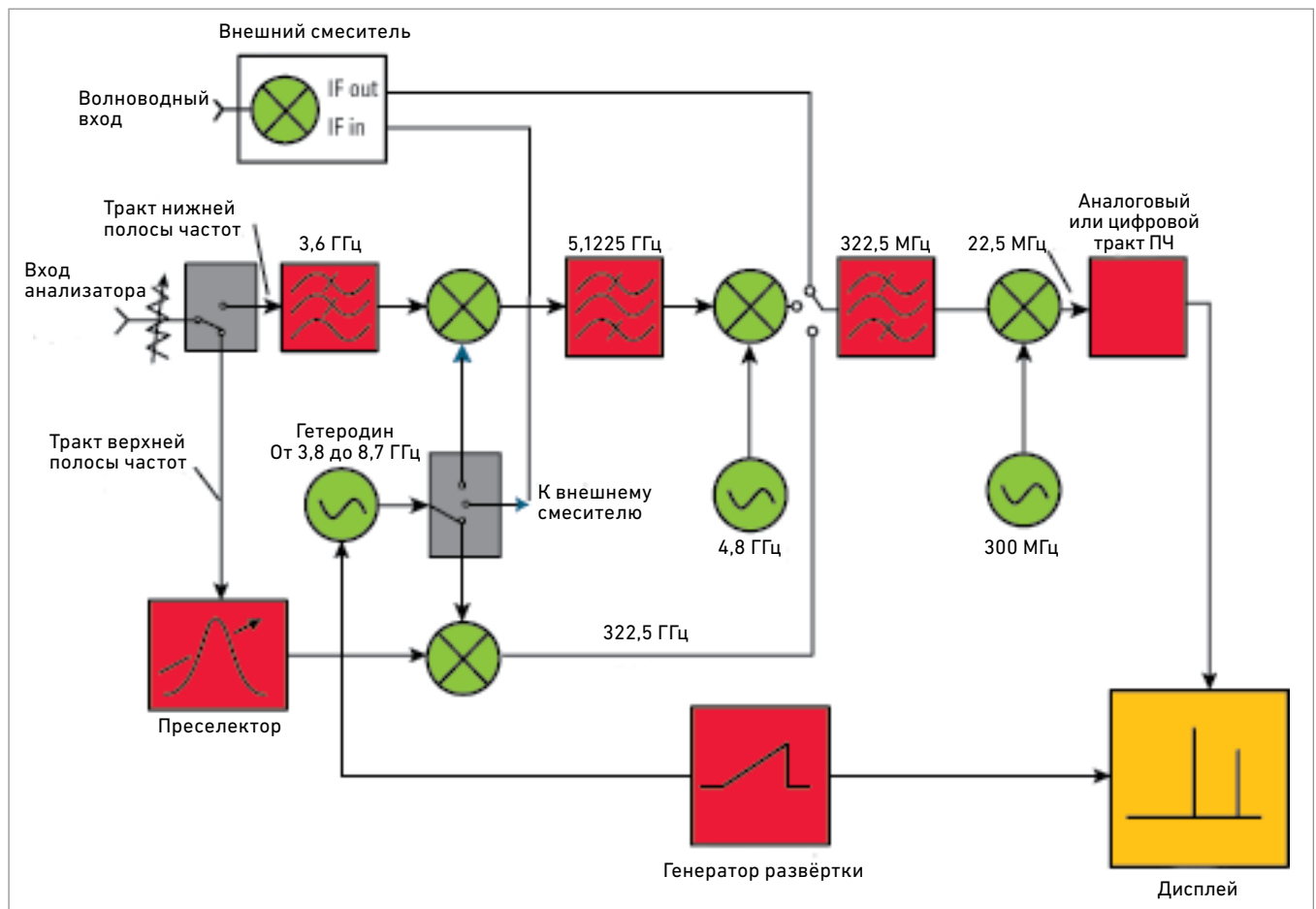


Рисунок 7-14. Структурная схема анализатора спектра, использующего внешний смеситель на гармониках.

Таблица 7-1. Режимы смещения на гармониках, используемые анализаторами серии X с внешними смесителями.

Диапазон миллиметровых волн	Смесители серии 11970 компании Keysight (диапазон частот гетеродина: от 3 до 7 ГГц)	Смесители серии M1970 компании Keysight (диапазон частот гетеродина: от 6 до 14 ГГц)	Смесители других производителей (диапазон частот гетеродина: от 3 до 7 ГГц)	Смесители других производителей (диапазон частот гетеродина: от 6 до 14 ГГц)
A (от 26,5 до 40,0 ГГц)	6– и 8–			
Q (от 33,0 до 50,0 ГГц)	8– и 10–			
U (от 40,0 до 60,0 ГГц)	10–			
V (от 50,0 до 75,0 ГГц)	12– и 14–	6–		
E (от 60,0 до 90,0 ГГц)	Недоступен	6– и 8–		
W (от 75,0 до 110,0 ГГц)	18–	8–		
F (от 90,0 до 140,0 ГГц)			16–	10–
D (от 110,0 до 170,0 ГГц)			20–	14–
G (от 140,0 до 220,0 ГГц)			26–	18–
Y (от 170,0 до 260,0 ГГц)			30–	20–
J (от 220,0 до 325,0 ГГц)			38–	24–
(от 325,0 до 500,0 ГГц)			58–	36–
(от 500,0 до 750,0 ГГц)			86–	54–
(от 750,0 до 1100,0 ГГц)				80–

В таблице 7-1 представлены режимы смещения на гармониках, используемые анализаторами серии X в различных диапазонах миллиметровых волн, при работе с внешними смесителями серии M1970, а также с устаревшими внешними смесителями серии 11970A компании Keysight. Для обеспечения простоты применения и низких вносимых потерь смесители серии M1970 предусматривают соединение по шине USB, которое используется для автоматической идентификации номера модели и заводского номера смесителя, выполнения настройки гетеродина для оптимизации характеристик и загрузки таблицы потерь преобразования смесителя в память анализатора. Можно также использовать внешние смесители других производителей, если известна зависимость потерь преобразования

этих смесителей от частоты. Некоторые внешние смесители других производителей требуют подачи тока смещения, чтобы установить диоды смесителя в надлежащую рабочую точку. Анализаторы серии X могут подать до ± 10 мА постоянного тока через порт внешнего смесителя на передней панели, чтобы обеспечить этот ток смещения и в максимальной степени упростить измерительную установку.

Независимо от того, выполняется ли смешение на гармониках с использованием внутреннего или внешнего смесителя, проблемы в обоих случаях сходны. Сигнал гетеродина и его гармоники смешиваются не только с требуемым входным сигналом, но также с любыми другими сигналами, включая внеполосные сигналы, которые могут

присутствовать на входе. Это приводит к появлению продуктов смешения, которые могут быть обработаны в тракте ПЧ точно так же, как любые другие реальные сигналы.

Наиболее распространённым способом для большинства анализаторов сигналов является использование настраиваемого фильтра, который выполняет преселекцию сигналов, достигающих первого смесителя во внутреннем тракте сигнала. Внешние смесители без преселекции будут производить нежелательные отклики на экране, которые не являются реальными сигналами. Чтобы справиться с этими нежелательными сигналами, для анализаторов сигналов была разработана функция, получившая название функции идентификации сигналов.

Идентификация сигналов

Вполне возможно, что отдельный отклик, на который мы настроились на экране, был сгенерирован не той гармоникой гетеродина или не тем режимом смешения, чем тот, для которого был откалиброван экран дисплея. Значит, анализатор должен иметь способ уведомить пользователя о том, откалиброван ли экран дисплея для запрашиваемого отклика сигнала. Например, предположим, что мы используем смеситель без преселекции с диапазоном частот от 50 до 75 ГГц 11970V компании Keysight, который использует режим смешения 6-. Полное измерение в В-диапазоне миллиметровых волн можно увидеть на рисунке 7-15.

Анализаторы сигналов серии X компании Keysight предлагают два разных метода идентификации сигналов: сдвиг зеркального канала и подавление зеркального канала. Давайте сначала рассмотрим метод сдвига зеркального канала. Исходя из экранного изображения на рисунке 7-16, предположим, что мы настроили анализатор на частоту 62,50 ГГц. Шестая гармоника гетеродина порождает пару откликов. Составляющая смешения 6- появляется на экране на правильной частоте 62,50 ГГц, а составляющая

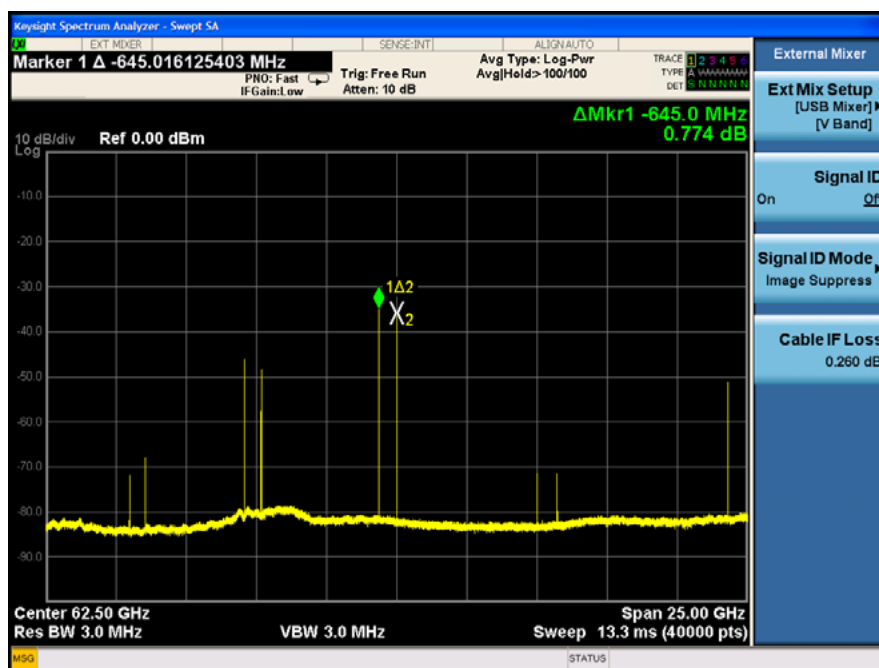


Рисунок 7-15. Какие отклики являются реальными сигналами?

смешения 6+ даёт отклик на частоте 61,85 ГГц, которая на значение удвоенной ПЧ ($2 \times f_{IF}$) ниже частоты реального отклика. Установленное значение ПЧ анализатора сигналов серии X равно 322,5 МГц, поэтому эта пара откликов разнесена на 645 МГц. Предположим, что мы имеем некоторое

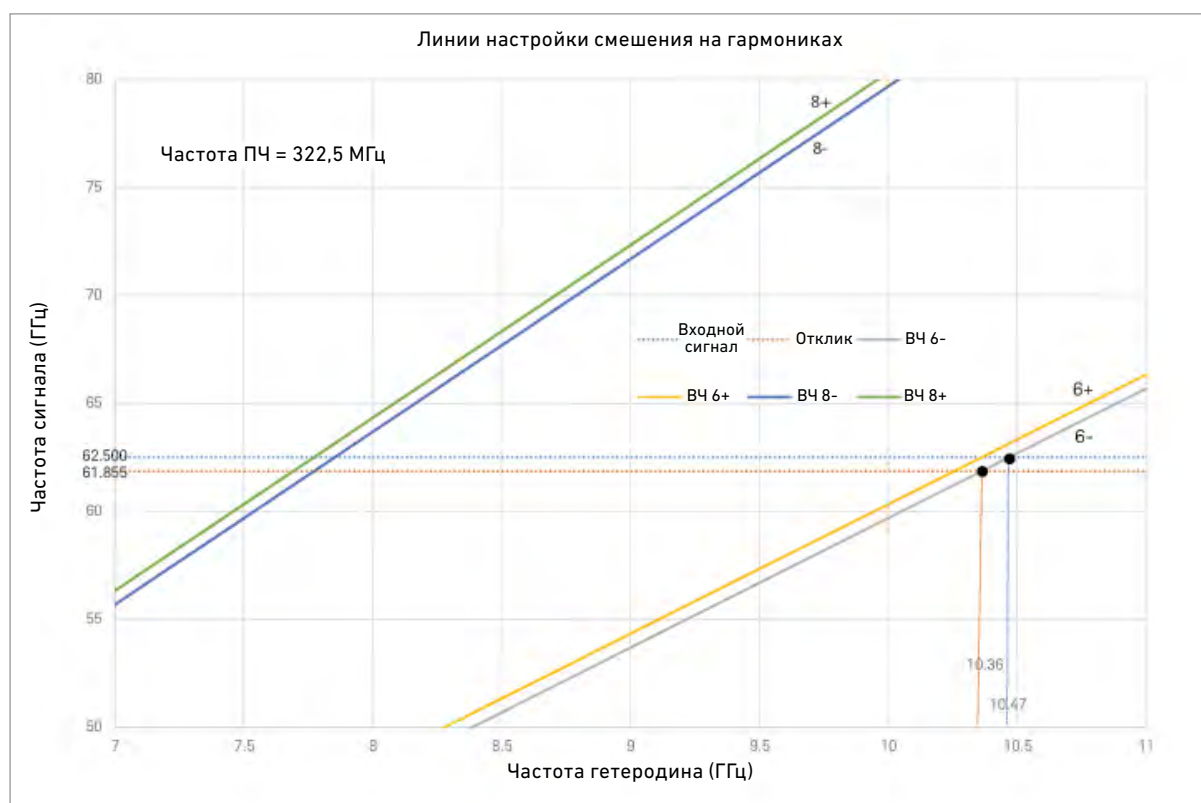


Рисунок 7-16. Линии настройки при смешении на гармониках для анализаторов серии X, использующих смесители серии M1970.

представление о характеристиках сигнала, но его точную частоту не знаем. Как определить, какой из сигналов является реальным? Функция сдвига зеркального канала перенастраивает основную частоту гетеродина на величину, равную $2f_{IF}/N$. Это приводит к сдвигу гармоник N на $2f_{IF}$.

Если мы настроены на реальный сигнал, его соответствующая пара откликов теперь появится в том же самом положении на экране, которое реальный сигнал занимал при первом цикле развертки. Если мы настроены на другую пару (из нескольких пар) откликов, сгенерированную другой, несоответствующей, гармоникой, то сигнал появится на экране сдвинутым по частоте. Анализатор сигналов серии X смещает частоту гетеродина в чередующийся циклах развертки, создавая на экране два отображения, показанные на рисунках 7-17а и 7-17б. На рисунке 7-17а реальный сигнал (продукт смешения в режиме 6⁻) настроен в центр экрана. На рисунке 7-17б показано, как функция сдвига зеркального канала смещает соответствующую пару (продукт смешения в режиме 6⁺) в центр экрана.

Рисунки 7-17а и 7-17б отображают чередующиеся циклы развертки, выполненные с включённой функцией сдвига зеркального канала.

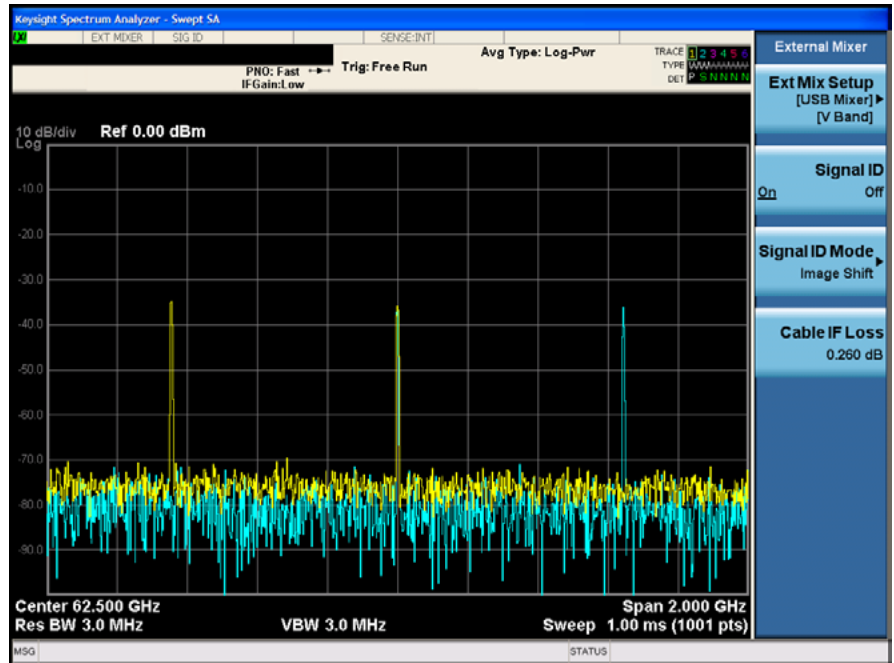


Рисунок 7-17а. Продукт смешения в режиме 6⁻ настроен в центр экрана (жёлтый график)

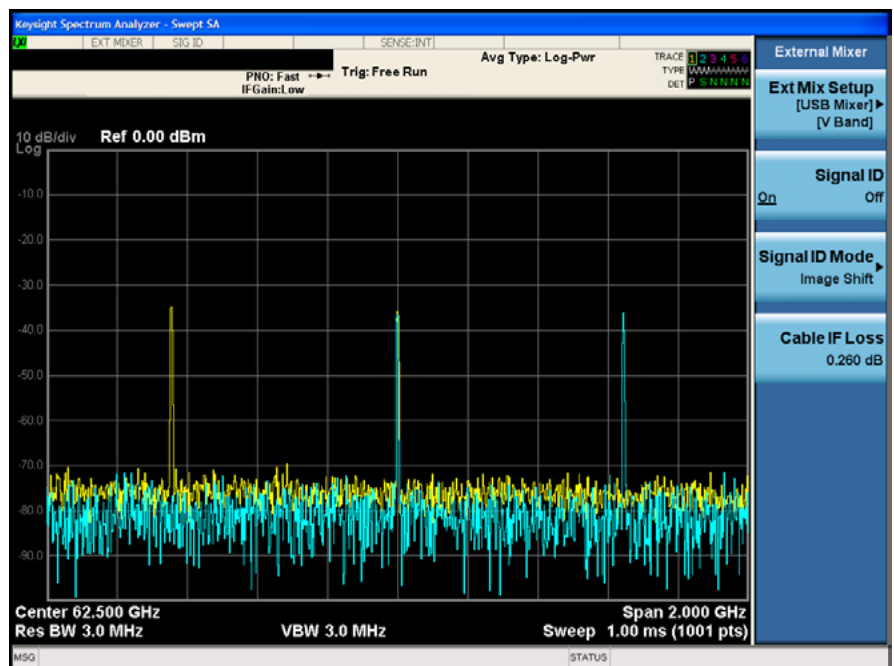


Рисунок 7-17б. Продукт смешения в режиме 6⁺ настроен в центр экрана (синий график)

Теперь рассмотрим второй метод идентификации сигналов, называемый подавлением зеркального канала. В этом режиме выполняются два цикла развёртки с включённой функцией MIN HOLD (накопление минимумов), которая сохраняет меньшее из значений для каждой точки отображения (или сегмента) во время этих двух циклов развёртки. Первый цикл развёртки выполняется при обычных значениях настройки гетеродина. При втором цикле развёртки основная частота гетеродина смещается на величину равную $2f_F/N$. Как мы видели при использовании первого метода идентификации сигналов, зеркальный отклик, сгенерированный правильной гармоникой, попадёт в ту же самую точку на экране, куда попал реальный сигнал при выполнении первого цикла развёртки. Поэтому здесь график сохранит высокое значение амплитуды. Данные графика для любого ложного отклика, который сдвигается по частоте, будут заменены меньшим значением. Таким образом, все зеркальные и несоответствующие множественные отклики будут выглядеть на экране как шум. Это показано на рисунке 7-18.

Необходимо заметить, что оба метода идентификации сигналов используются только для идентификации сигналов правильных частот. Не следует пытаться провести амплитудные измерения, когда включена функция идентификации сигналов. Как только мы идентифицируем интересующий нас реальный сигнал, мы выключаем функцию идентификации сигналов и увеличиваем изображение сигнала, уменьшая полосу обзора. Теперь мы можем измерять частоту и амплитуду сигнала. См. рисунок 7-19.

Для проведения точных измерений амплитуды важно сначала ввести данные калибровки для используемого внешнего смесителя. Эти данные обычно предоставляются производителем смесителей, как правило, в виде таблицы потерь преобразования смесителя, в дБ, определённой для некоторого числа частотных точек в соответствующем диапазоне. Эти данные вводятся в таблицу корректирующих коэффициентов в анализаторе сигналов, и анализатор использует эти данные для компенсации потерь преобразования смесителя. При использовании смесителей на

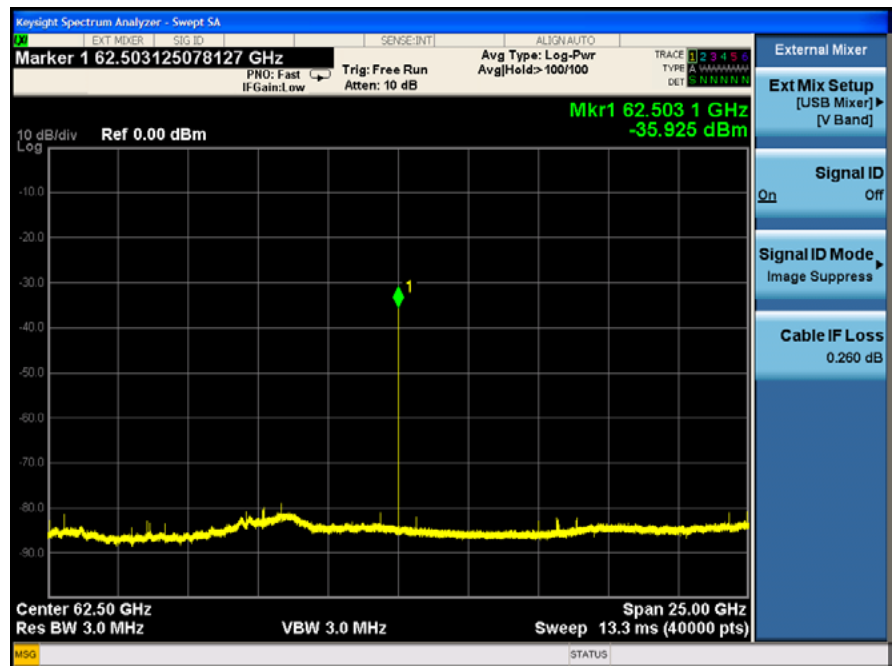


Рисунок 7-18. Функция подавления зеркального канала отображает только реальные сигналы.

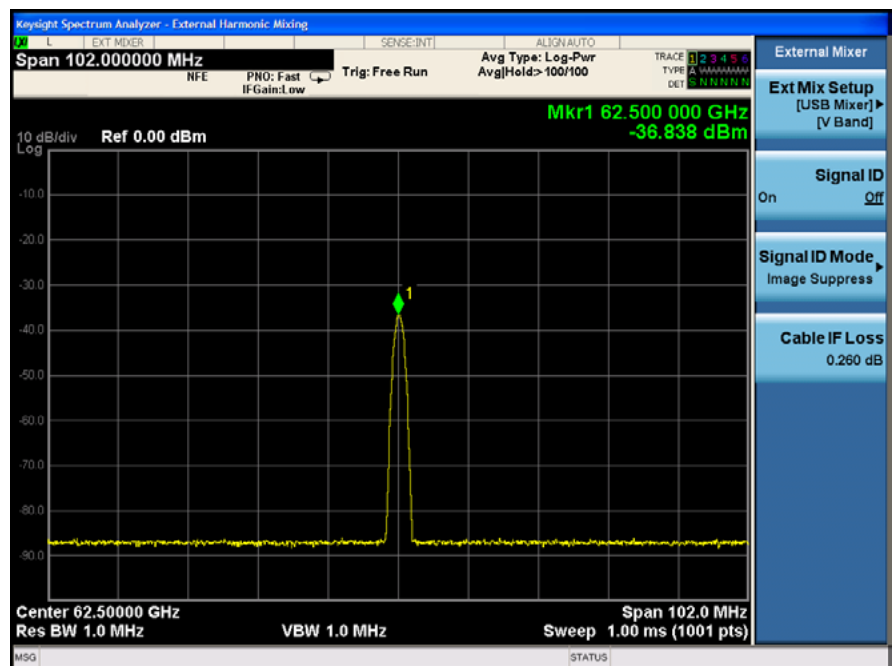


Рисунок 7-19. Измерение параметров положительно идентифицированного сигнала.

гармониках серии M1970 потери преобразователей смесителей автоматически передаются из памяти смесителя в память анализатора сигналов серии X. За счёт этого исключается ручной ввод данных в файл корректирующих коэффициентов. Опорный уровень анализатора спектра теперь откалиброван для сигналов на входе внешнего смесителя.

Раздел 8. Современные анализаторы спектра

В предыдущих разделах этих рекомендаций по применению мы рассмотрели базовую архитектуру анализатора спектра и основные концепции проведения измерений в частотной области. На практике современные анализаторы спектра или сигналов должны также справляться со многими другими задачами, в том числе:

- специализированные измерения, такие как измерение мощности в соседнем канале, коэффициента шума и фазового шума
- анализ цифровой модуляции в соответствии с промышленными стандартами или регулятивными нормами, такими как LTE, GSM, cdma2000®, 802.11 или Bluetooth®
- векторный анализ сигналов
- сохранение, распечатка или пересылка данных
- дистанционное управление и работа по шинам GPIB, LAN или сети Internet
- обновление встроенного программного обеспечения прибора с целью добавления новых функций, а также исправления ошибок
- самокалибровка, поиск и устранение неисправностей, диагностика и ремонт
- распознавание и возможность работы с дополнительным оборудованием и встроенным программным обеспечением для добавления новых возможностей
- измерения в полевых условиях с помощью ручного анализатора спектра с батарейным питанием, способного работать в жёстких условиях эксплуатации; результаты этих измерений должны коррелироваться с данными, полученными при использовании высокопроизводительных настольных приборов.

Специализированные измерения

Помимо измерения основных характеристик сигнала, таких как частота и амплитуда, часто необходимо проводить специализированные измерения определенных параметров сигнала. В качестве примеров можно привести измерения мощности в основном канале и измерения мощности в соседних каналах (ACP), которые были рассмотрены в разделе 6. Многие анализаторы сигналов имеют теперь эти встроенные функции. Пользователь только задаёт ширину полосы канала и разнос частот между каналами, а затем нажатием клавиши активирует автоматическое измерение.

Дополняющая интегральная функция распределения (CCDF), показывающая статистику распределения уровней мощности, – ещё один пример функции измерений, всё чаще встречающейся в современных анализаторах сигналов, (см. рисунок 8-1). Измерения функции CCDF предоставляют статистическую информацию, показывающую процент времени, в течение которого мгновенный уровень мощности сигнала

превышает уровень средней мощности на определённое значение в дБ. Эта информация полезна, например, при разработке усилителей мощности, где важно справляться с мгновенными выбросами сигналов с минимальными искажениями, одновременно минимизируя стоимость, массу и потребляемую мощность устройства.

Другими примерами встроенных функций измерений могут служить измерения занимаемой полосы частот, точки пересечения третьего порядка (TOI), гармонических искажений, а также паразитных излучений. Установки параметров прибора для этих измерений, такие как центральная частота, полоса обзора, полоса пропускания, зависят от конкретных стандартов радиосвязи, на соответствие которым тестируется устройство. Большинство современных анализаторов спектра имеют и хранят эти установки параметров в памяти, поэтому пользователь может просто выбрать требуемый стандарт радиосвязи (LTE, MSR, GSM/EDGE, cdma2000, W-CDMA, 802.11a/b/g/n/ac и так далее), чтобы правильно провести измерения.

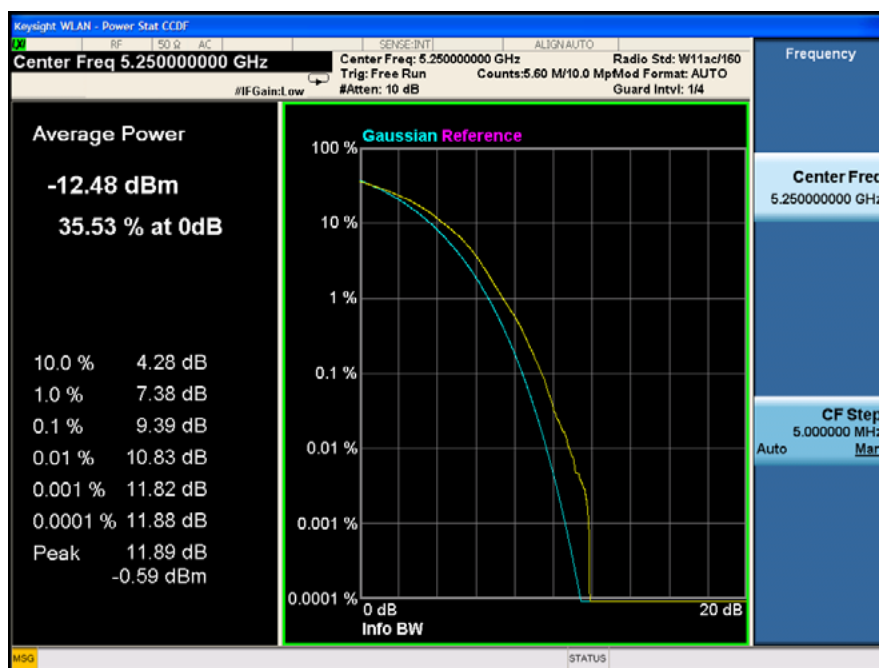


Рисунок 8-1. Измерение CCDF.

Для проведения измерений должным образом разработчикам ВЧ-устройств часто необходимо знать коэффициент шума своих устройств, так как он непосредственно влияет на чувствительность приёмников и других систем. Некоторые анализаторы сигналов, такие как анализаторы серии X, имеют опции измерения коэффициента шума. Эта опция обеспечивает управление источником шума, который необходим для возбуждения входа тестируемого устройства (ТУ), а также встроенное программное обеспечение для автоматизации процесса измерения и отображения результатов. На рисунке 8-2 показан типовой результат измерения, содержащий графики зависимости коэффициента шума ТУ (верхний график) и коэффициента усиления (нижний график) от частоты.

Информация о фазе сигнала

Фазовый шум является признанным критерием оценки характеристик генераторов. В системах связи с цифровой модуляцией фазовый шум может негативно повлиять на значения коэффициента битовых ошибок (BER). Фазовый шум может также снизить способность доплеровских радиолокационных систем захватывать импульсы, отраженные от цели. Анализаторы сигналов серии X предлагают опцию измерения фазового шума. Эта опция включает встроенное программное обеспечение для управления измерением и отображением зависимости фазового шума от частотной отстройки от несущей, как показано на рисунке 8-3.

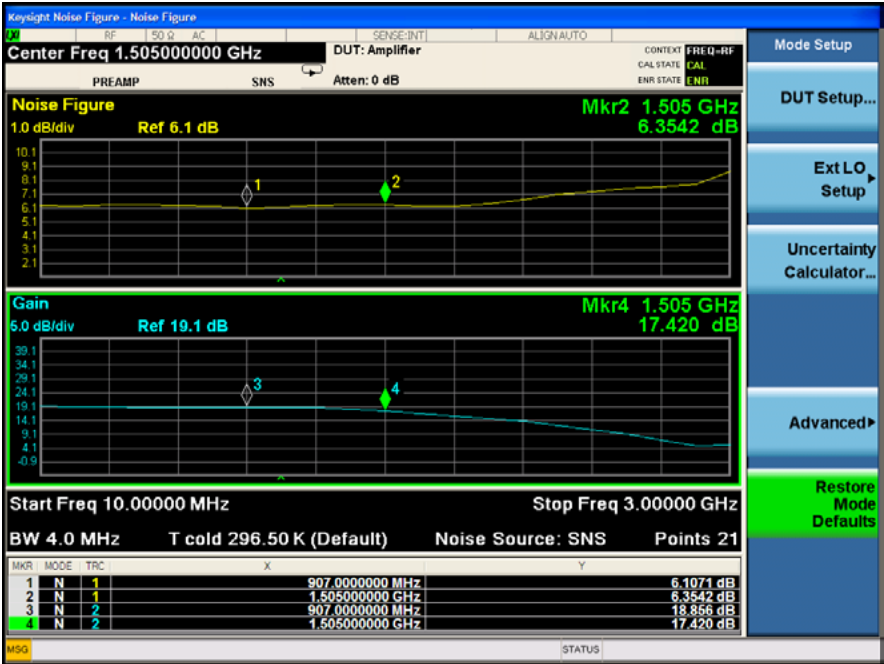


Рисунок 8-2. Измерение коэффициента шума.

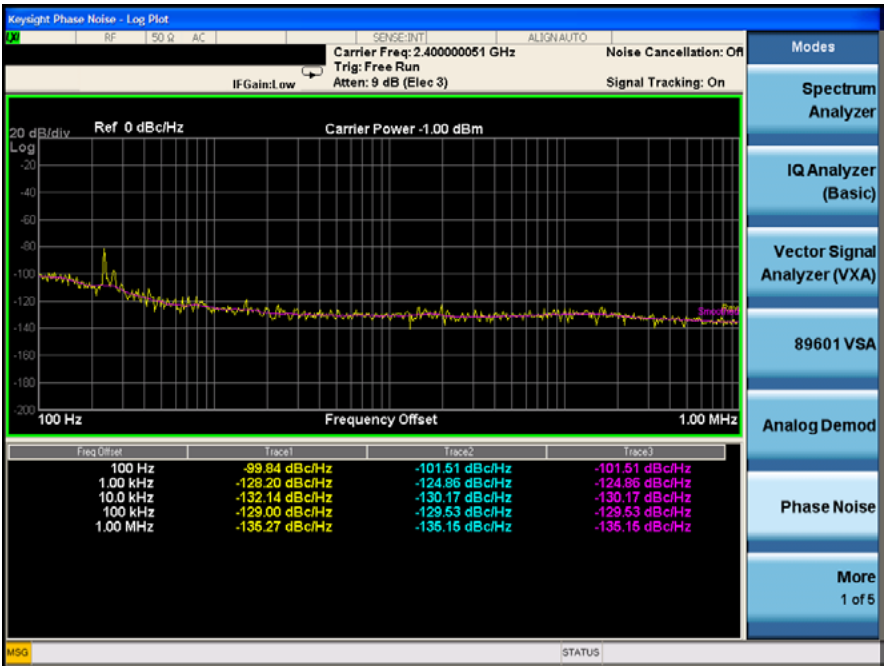


Рисунок 8-3. Измерение фазового шума.

Современные форматы цифровой модуляции используют кодирование информации как по амплитуде, так и по фазе для передачи большего объёма модулированных данных в условиях ограничения полосы частот и времени. Поэтому для анализатора сигналов важно надлежащим образом обрабатывать амплитуду и фазу. QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying - квадратурная фазовая манипуляция) является одним из простых примеров форматов цифровой модуляции, когда два бита цифровых данных передаются одновременно (два бита на символ). На рисунке 8-4 показан пример анализа сигнала, использующего формат модуляции QPSK, с использованием программного обеспечения 89601B с опцией AYA компании Keysight. Напомним, что требуется четыре (2^2) состояния для передачи двух битов одновременно.

Использование I/Q-диаграммы, представляющей собой двумерный график, который содержит синфазную (I) и квадратурную (Q) составляющие демодулированного сигнала по горизонтальной оси и вертикальной оси, соответственно, является простым и интуитивно понятным способом исследования радиопередачи сигналов с цифровой модуляцией. Пример такого графика показан в левом верхнем окне рисунка 8-4. Жёлтый график, называемый траекторией, показывает, как вектор, объединяющий фазу и амплитуду, перемещается с течением времени. Красные точки показывают текущие положения на траектории, соответствующие моментам принятия решения, когда приёмник фактически делает вывод о значении символа. По существу, для систем цифровой радиосвязи векторы в этих точках принятия решений наиболее важны для оценки качества модуляции. Как можно увидеть в левом нижнем окне рисунка 8-4, «скалярный» анализатор (то есть, традиционный анализатор спектра) способен представить модулированный сигнал в частотной области, чтобы можно было оценить, правильно ли промодулирован сигнал по мощности до некоторой величины, а также убедиться в том, что здесь нет нежелательных излучений или проникновения мощности в соседние каналы. Однако, всё равно потребуется своего рода «векторный» анализатор для проведения содержательного анализа качества модуляции цифровой передачи данных с привлечением информации о фазе.

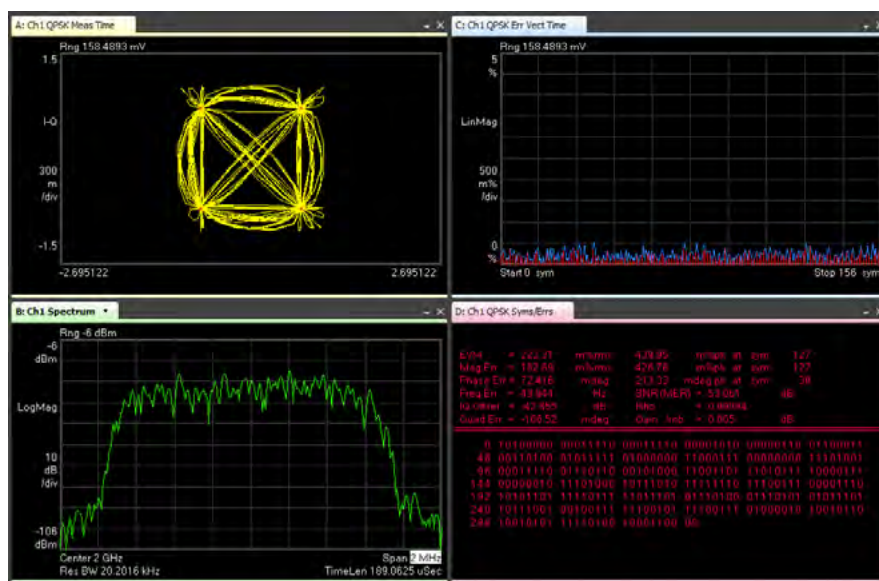


Рисунок 8-4. Анализ модуляции сигнала QPSK, измеренного с использованием программного обеспечения 89600 VSA компании Keysight.

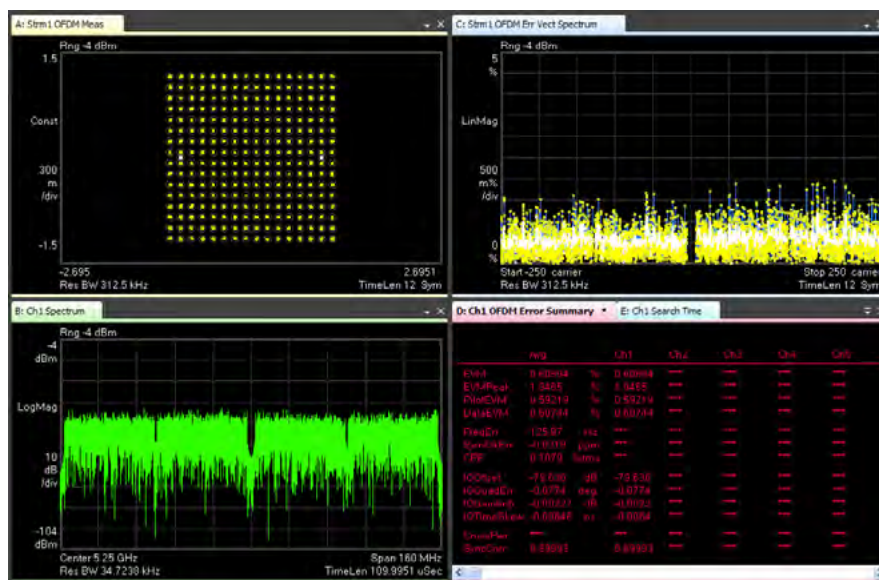


Рисунок 8-5. Анализ модуляции сигнала WLAN 802.11ac с использованием программного обеспечения 89600 VSA компании Keysight.

Новые и более сложные системы, например, соответствующие стандарту 802.11ac, используют формат модуляции 256QAM (квадратурная амплитудная модуляция, QAM). См. рисунок 8-5. Максимальный уровень мощности ограничен, поэтому точки данных расположены намного ближе как по амплитуде, так и по фазе, чем в случае QPSK. Анализатор, используемый для оценки передаваемого сигнала, должен быть достаточно точным, чтобы не стать причиной ложного заключения о качестве передачи. Точные измерения амплитуды также требуются для определения таких характеристик сигнала, как неравномерность АЧХ, уровни мощности в соседних каналах и искажения.

Анализ цифровой модуляции

Все распространённые системы беспроводной связи, используемые в настоящее время по всему миру, имеют предписанные методы измерения, установленные организациями, разрабатывающими стандарты, и органами государственного регулирования. В анализаторах сигналов серии X доступны опции специализированных измерительных программ для проведения основных тестов, которые определены для различных форматов связи. Например, если необходимо протестировать передатчик на соответствие требованиям стандарта беспроводной связи *Bluetooth*, необходимо измерять такие параметры, как:

- среднюю/пиковую выходную мощность
- характеристики модуляции
- начальное допустимое отклонение частоты несущей
- дрейф частоты несущей
- ширина полосы/канала
- обзор модуляции
- спектр выходного сигнала
- полоса по уровню –20 дБ
- мощность в соседних каналах

Эти измерения доступны в анализаторах сигналов серии X компании Keysight с соответствующими опциями.

Для анализаторов сигналов серии X доступны и другие опциональные специализированные измерительные программы для множества стандартов беспроводной связи, включая:

- LTE/LTE-Advanced
- WLAN
- мультистандартная программно определяемая радиосистема (MSR)
- GSM/EDGE
- W-CDMA
- HSDPA
- cdma2000
- 1xEV-DO
- 1xEV-DV
- cdmaOne
- NADC and PDC
- TD-SCDMA

На рисунке 8-6 показано измерение модуля вектора ошибки (EVM), проводимое для сигнала нисходящего канала LTE FDD. Этот тест помогает провести диагностику модуляционных или амплитудных искажений, приводящих к битовым ошибкам в приемнике.

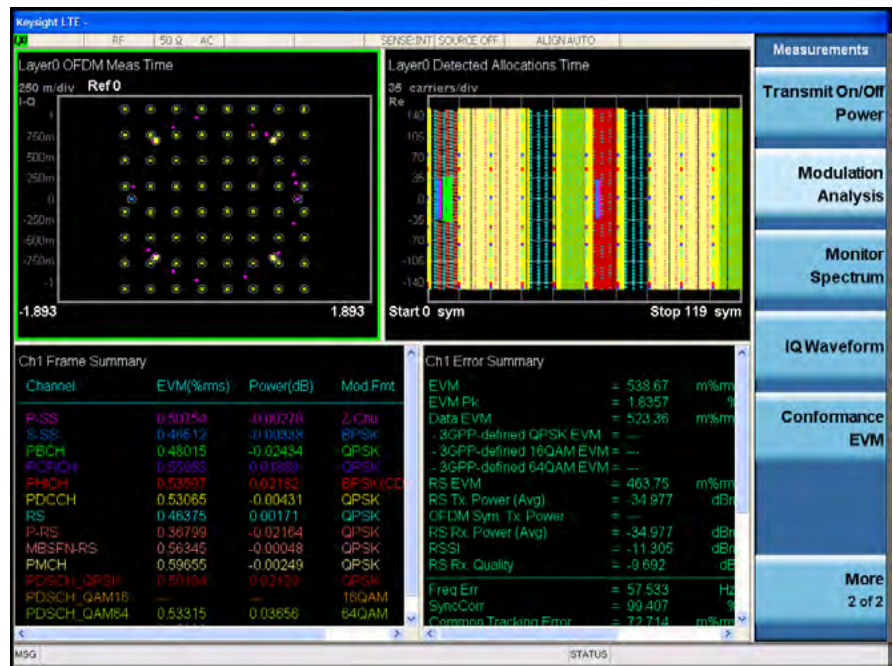


Рисунок 8-6. Измерение EVM сигнала нисходящего канала LTE FDD.

Не все системы цифровой связи основаны на чётко определённых промышленных стандартах. В процессе работы с нестандартными системами собственной разработки или на ранних этапах разработки предлагаемых промышленных стандартов необходимо больше гибкости для анализа сигналов с векторной модуляцией в изменяющихся условиях. Этого можно достичь двумя способами. Во-первых, для анализаторов сигналов серии X доступны специализированные измерительные программы для анализа модуляции. В качестве альтернативы можно провести более глубокий анализ с помощью программного обеспечения, работающего на внешнем компьютере. Например, можно использовать программное обеспечение 89600 VSA с анализаторами сигналов серии X компании Keysight, чтобы обеспечить гибкий векторный анализ сигналов. В этом случае анализатор спектра работает как ВЧ-преобразователь с понижением частоты и дигитайзер. Программное обеспечение 89600 VSA работает либо внутри анализатора сигналов, либо взаимодействует с анализатором по интерфейсу GPIB или LAN. I/Q-данные передаются в компьютер, где проводится векторный анализ сигналов. Установки параметров измерения, такие как тип модуляции, символьная скорость, фильтрация, режим запуска и длина записи, можно изменять по мере необходимости, в зависимости от конкретного анализируемого сигнала.

Дополнительная информация

Дополнительная информация доступна по следующим темам:

измерения коэффициента шума: рекомендации по применению *Keysight Noise Figure Measurements of Frequency Converting Devices Using the Keysight NFA Series Noise Figure Analyzer* (Измерения коэффициента шума устройств преобразования частоты с использованием анализатора коэффициента шума серии NFA компании Keysight), номер публикации 5989-0400EN.

измерения, включающие измерения шума: рекомендации по применению *Vector Signal Analysis Basics* (Основы векторного анализа сигналов), номер публикации 5989-1121EN.

измерения параметров сигналов передатчиков беспроводных сетей, соответствующих стандарту *Bluetooth*:

рекомендации по применению *Performing Bluetooth RF Measurements Today* (Измерения ВЧ-сигналов беспроводных сетей *Bluetooth*), номер публикации 5968-7746E.

Анализ спектра в режиме реального времени

Для грамотного инженера измерение непрерывных и предсказуемо повторяющихся ВЧ-сигналов – не особенно сложная задача. Совсем другое дело – анализ современных сигналов со сложными форматами модуляции и быстрой перестройкой частоты в условиях высокой загрузки спектра другими сигналами. Чтобы не отставать от возникающих потребностей анализа, в последние годы появились новые типы анализаторов сигналов и прикладных программ. Анализаторы сигналов PXA и MXA компании Keysight теперь предлагают сочетание анализа спектра в режиме со свипированием частоты настройки, анализа спектра в режиме реального времени и векторного анализа сигналов – всё в одном приборе.

Задачи разработки и отладки становятся намного сложнее, когда приходится иметь дело с сигналами с быстрой перестройкой частоты. Часто они ещё больше усложняются, когда эти сигналы распространяются в среде, где имеются и другие сигналы с быстрой перестройкой частоты. Даже анализ одного сигнала может стать проблемой, если это сигнал с очень быстрой перестройкой частоты или со сложным форматом модуляции. Для исследования поведения динамических и трудноуловимых сигналов с помощью истинного анализа спектра без пропусков сигнала можно использовать функцию анализа спектра в режиме реального времени анализаторов PXA и MXA компании Keysight.

Примером сложного сигнала является сигнал РЛС захвата целей S-диапазона с быстрой перестройкой частоты. Этот сигнал на входе приёмника изменяется в широких пределах по амплитуде в течение нескольких секунд. И эта долговременная характеристика в сочетании с кратковременными характеристиками длительности импульса и интервала повторения (и, вследствие этого, кратковременного рабочего цикла) делают этот сигнал также быстро перестраиваемым и трудным для измерения. Базовый анализ спектра сигнала с помощью анализатора спектра в режиме со свипированием частоты настройки показывает трудность измерения (см. рисунок 8-7). Даже после большого числа развёрток и использования функции накопления максимумов сигнал представлен нечётко.

Экран анализатора спектра PXA компании Keysight в режиме реального времени (см. рисунок 8-8), в отличие от

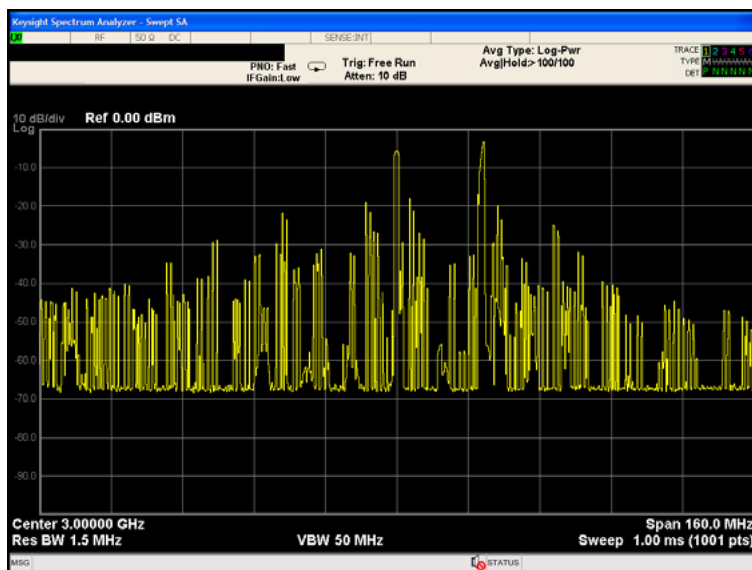


Рисунок 8-7. Даже при использовании быстрых развёрток и функции накопления максимумов в течение многих секунд отображение сигнала РЛС, обеспечиваемое анализатором спектра со свипированием частоты настройки, является не очень информативным.

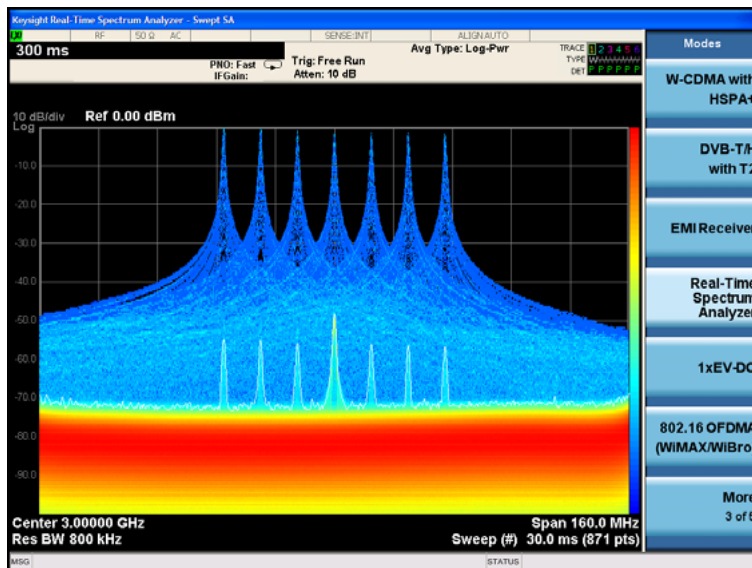


Рисунок 8-8. Захват сигнала РЛС захвата целей S-диапазона в режиме реального времени.

экрана анализатора спектра в режиме со свипированием частоты, быстро отображает основные характеристики сигнала, используя отображение спектральной плотности или гистограммы. Это отображение собирает большой объём данных спектра в режиме реального времени на одном экране, который показывает как частые, так и редкие события с индикацией относительной частоты появления.

Анализ спектра в режиме реального времени и отображение спектральной плотности анализатора PXA дают быстрое и удобное для понимания представление этого широкополосного динамического сигнала с быстрой перестройкой частоты. Синий цвет всего, кроме уровня собственных шумов, показывает, что импульсы, оставаясь заметными, имеют очень низкую частоту

появления. Это важная характеристика, которая затрудняет измерение (или даже быстрое и надёжное обнаружение) этого сигнала с помощью анализатора спектра в режиме со свипированием частоты настройки.

Дополнительная информация

Дополнительная информация по измерениям, включающим анализ спектра в режиме реального времени приведена в рекомендациях по применению *Measuring Agile Signals and Dynamic Signal Environments* (Измерение сигналов с быстрой перестройкой частоты и среды динамических сигналов), номер публикации 5991-2119EN.

Раздел 9. Управление прибором и пересылка данных

Сохранение и распечатка данных

После проведения измерения мы обычно хотим сохранить запись данных измерений. Возможно, нам захочется просто сделать быструю распечатку изображения на экране прибора. В зависимости от конкретного анализатора и модели принтера, для соединения этих двух устройств можно использовать порты USB или LAN.

Очень часто нам важнее сохранить данные измерений в виде файла либо во внутренней памяти анализатора, либо в USB-накопителе большой ёмкости. Существует несколько различных типов данных, которые мы можем сохранить таким образом:

- **экранное изображение** желательно сохранять в популярных форматах файлов, таких как BMP, GIF, PNG или WMF.
- **данные графика** сохраняются в виде пар данных координат X-Y, которые представляют значения частоты и амплитуды точек на экране. Число пар данных может меняться. Современные анализаторы спектра, такие как анализаторы серии X, позволяют выбрать требуемое разрешение экрана дисплея посредством установки от минимум 1 до максимум 40 001 точки развёртки по частоте (сегментов) на экране. Этот формат данных хорошо подходит для пересылки данных в программы обработки электронных таблиц, которые исполняются на компьютере.
- **состояние прибора** сохраняет записи установок параметров измерения анализатора спектра, таких как центральная частота, полоса обзора, опорный уровень и так далее, которые использовались при проведении измерения. Эта информация полезна для документирования установок измерения. Согласованные установки параметров измерения очень важны для проведения повторяющихся измерений.

Пересылка данных и дистанционное управление прибором

В 1977 году компания Keysight Technologies (в то время часть компании Hewlett-Packard) представила анализатор спектра 8568A - первый в мире анализатор спектра, управляемый по GPIB. Интерфейс GPIB (также известный как HP-IB и IEEE-488) сделал возможным управление всеми основными функциями анализатора от внешнего компьютера и пересылку данных графика во внешний компьютер. Это новшество создало основу для широкого набора автоматизированных измерений анализатора спектра, которые оказались более быстрыми и более повторяемыми, чем измерения в ручном режиме. За счёт пересылки данных измерений в компьютер стало возможным сохранять их в накопителях на магнитных дисках, анализировать, корректировать и обрабатывать всевозможными способами.

В наше время автоматизированное контрольно-измерительное оборудование стало нормой, и почти все современные анализаторы спектра поставляются с рядом стандартных интерфейсов, включая LAN, USB 2.0 и GPIB. Интерфейс LAN (подключение по локальной сети) является наиболее широко используемым интерфейсом, поскольку он обеспечивает высокие скорости пересылки данных на большие расстояния и легко интегрируется в сетевые среды, такие как производственные помещения. Другие стандартные интерфейсы, широко используемые в компьютерной индустрии, вероятно, станут доступными в анализаторах спектра в будущем для упрощения подключения измерительных приборов к компьютеру.

Анализаторы сигналов серии X компании Keysight имеют компьютерное встроенное программное обеспечение, управляющее портами USB, и операционную систему Windows. Это значительно упрощает управление прибором и пересылку данных. Кроме того, анализаторы серии X могут работать под дистанционным управлением, при этом экран анализатора отображается на удалённом компьютере. Подробное рассмотрение этого вопроса выходит за рамки данных рекомендаций

по применению; см. руководство по эксплуатации используемого анализатора спектра.

Для дистанционного управления анализатором спектра по шине ввода-вывода имеется ряд коммерческих программных продуктов. Кроме того, пользователь также может написать и собственное программное обеспечение для управления анализаторами спектра разными способами. Один из методов заключается в непосредственной посылке команд программирования в прибор. Старые анализаторы спектра обычно использовали собственные наборы команд, однако новые приборы, такие как анализаторы сигналов серии X компании Keysight, используют команды языка SCPI (standard commands for programmable instrumentation - стандартные команды для программируемых приборов), который является промышленным стандартом. Более распространенный метод заключается в использовании стандартных программных драйверов, таких как *VXI plug&play*, которые позволяют посылать к приборам функциональные команды высокого уровня, не требуя углублённого изучения команд SCPI. Совсем недавно появилось новое поколение драйверов приборов, независимых от языка программирования, известных как драйверы IVI-COM (interchangeable virtual instrument - взаимозаменяемый виртуальный измерительный прибор), которые стали доступны для анализаторов сигналов серии X. Драйверы IVI-COM основаны на стандарте Microsoft Component Object Model и работают с рядом сред разработки приложений на базе ПК, таких как Keysight T&M Programmers Toolkit и Microsoft Visual Studio .NET.

Некоторые приложения требуют, чтобы управление анализатором спектра и сбор данных измерений проводились на очень большом удалении. Например, может потребоваться контролировать сигналы спутников из центра управления, собирая данные от удалённых станций слежения находясь за сотни, а то и тысячи километров от центра. Анализаторы сигналов серии X имеют программное обеспечение, доступное для управления этими устройствами, захвата экранных изображений и пересылки данных графиков по сети Интернет, используя стандартный Web-браузер.

Обновление встроенного программного обеспечения

Современные анализаторы спектра имеют намного больший объём встроенного программного обеспечения, чем измерительные приборы всего лишь несколько лет назад. По мере добавления новых функций к программному обеспечению и исправления ошибок желательно обновлять встроенное программное обеспечение анализаторов спектра, чтобы воспользоваться преимуществами реализованных усовершенствований.

Последние версии встроенного программного обеспечения для анализаторов спектра и сигналов можно найти на веб-сайте компании Keysight Technologies. Это встроенное программное обеспечение можно загрузить в виде файла на компьютер. Распространённым методом переноса нового встроенного программного обеспечения в анализатор спектра является его копирование в USB-накопитель с последующей установкой этого накопителя в один из портов USB анализатора спектра. Некоторые модели, такие как анализаторы серии X, позволяют пересылать новое встроенное программное обеспечение непосредственно в анализатор спектра, используя порт Ethernet LAN прибора.

Хорошей практикой является периодическая проверка веб-страницы используемой модели анализатора спектра, чтобы выяснить, доступно ли новое встроенное программное обеспечение.

Калибровка, поиск и устранение неисправностей, диагностика и ремонт

Анализаторы спектра требуется периодически калибровать, чтобы обеспечить соответствие прибора всем заявленным техническим характеристикам. Обычно она проводится один раз в год. Однако, между этими ежегодными калибровками анализатор спектра должен периодически настраиваться для компенсации теплового дрейфа и эффектов старения. Современные анализаторы спектра, такие как анализаторы серии X, имеют встроенные подпрограммы настройки, которые работают, когда измерительный прибор включается в первый раз, а также во время обратного хода луча (между развёртками) через заранее установленные интервалы времени. Подпрограммы также работают, если изменяется внутренняя температура прибора. Эти подпрограммы непрерывно настраивают прибор, чтобы поддерживать заявленные технические характеристики.

Современные анализаторы спектра обычно имеют сервисное меню. С его помощью можно выполнять полезные диагностические функции, такие как тестирование клавиш передней панели. Кроме того, можно отображать больше подробностей процесса настройки, а также список всех аппаратных опций и специализированных измерительных программ, установленных в приборе. При модернизации анализатора спектра посредством установки новой специализированной измерительной программы компания Keysight предоставляет уникальный лицензионный ключ, привязанный к серийному номеру прибора. Этот лицензионный ключ устанавливается через порт USB, либо вводится с клавиатуры передней панели, чтобы активировать измерительные функции этой программы.

Краткие выводы

В этих рекомендациях по применению предоставлен широкий обзор основных концепций анализатора спектра. Для получения более подробной информации рекомендуем обратиться к материалам веб-сайта Keysight Technologies по ссылке **www.keysight.com**, задав поиск по ключевым словам “анализатор сигналов” или “анализатор спектра”.
CDMA - Code Division Multiple Access (система множественного доступа

Словарь терминов

с кодовым разделением): способ цифровой связи, при котором несколько коммуникационных потоков закодированы ортогонально, что позволяет им совместно использовать один и тот же частотный канал. Это популярная технология, используемая в ряде мобильных систем связи.

GSM (Global system for mobile communication – глобальная система мобильной связи): широко используемый цифровой стандарт мобильной связи. Это система, базирующаяся на TDMA, при которой несколько коммуникационных потоков чередуются во времени, что позволяет им совместно использовать один частотный канал.

TDMA (Time Division Multiple Access - множественный доступ с разделением по времени): способ цифровой связи, при котором несколько коммуникационных потоков чередуются во времени, что позволяет им совместно использовать один частотный канал.

Абсолютная погрешность измерения амплитуды (Absolute amplitude accuracy): погрешность измерения амплитуды, выраженная в абсолютных единицах напряжения или мощности. Включает относительные погрешности (см. Относительная погрешность измерения амплитуды) плюс погрешность калибратора. Для повышения точности некоторые анализаторы спектра имеют амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), нормированную относительно калибратора, а также относительно средней точки между экстремальными значениями размаха.

Амплитудно-частотная характеристика, АЧХ (Frequency response): изменение отображаемой амплитуды сигнала в зависимости от частоты (неравномерность). Обычно нормируется в единицах $\pm$ дБ относительно средней точки между экстремальными значениями. Может нормироваться относительно сигнала калибратора.

Анализатор сигналов (Signal analyzer): анализатор спектра, который также использует цифровую обработку сигналов (ЦОС) для проведения других, более сложных, измерений, таких как векторный анализ сигналов.

Анализатор спектра (Spectrum analyzer): устройство, эффективно

выполняющее быстрое преобразование Фурье (БПФ) и отображает отдельные спектральные составляющие (синусоидальные волны), которые образуют сигнал во временной области. Значения фазы могут сохраняться или не сохраняться в зависимости от типа и конструкции анализатора.

Анализатор спектра реального времени (Real-time spectrum analyzer): метод анализа сигналов, при котором все выборки сигнала обрабатываются для получения результатов измерения или операции запуска. В этом случае отсутствуют промежутки времени между сборами данных, в то время как при работе не в режиме реального времени такие промежутки остаются.

Аналоговый дисплей (Analog display): технология отображения, при которой информация об аналоговом сигнале (с детектора огибающей) сразу отображается на дисплее, обычно выполненном с использованием электронно-лучевой трубки (ЭЛТ). Аналоговые дисплеи когда-то были стандартным средством отображения информации в анализаторах спектра. Однако в современных анализаторах спектра они больше не используются. Вместо них теперь используются цифровые дисплеи.

Блокировочный конденсатор (Blocking capacitor): фильтр, который предохраняет схему от повреждения нежелательными низкочастотными сигналами (включая сигналы постоянного тока). Блокировочный конденсатор накладывает ограничение на самую низкую частоту, которая может быть точно измерена.

Быстрая развёртка (Fast sweep): метод цифровой обработки сигналов, который реализует комплекснозначный алгоритм фильтрации в полосе пропускания анализатора спектра в режиме анализа со свипируемой частотой настройки, обеспечивая более высокие скорости развёртки, чем традиционные аналоговые или цифровые разрешающие полосовые фильтры.

Быстрое преобразование Фурье, БПФ (Fast Fourier Transform, FFT): математическая операция, проводимая над сигналом во временной области для получения его индивидуальных спектральных составляющих, которые образуют этот сигнал. См. *Спектр*.
Векторная диаграмма (Vector diagram): режим отображения,

обычно используемый при анализе сигналов с цифровой модуляцией. Она похожа на сигнальное созвездие за исключением того, что в дополнение к демодулированным сигнальным точкам, на I/Q-диаграмме также отображаются уровни мгновенной мощности во время перехода между состояниями сигнала.

Векторный дисплей (Vector display): тип дисплея, который использовался в ранних разработках анализаторов спектра, когда электронный луч направлялся таким образом, что изображение (график, масштабная сетка, обозначения) формировалось непосредственно на экране ЭЛТ, а не создавалось из последовательности точек, как в растровых дисплеях, обычно используемых в наше время.

Видеосигнал (Video): в анализаторах спектра этот термин описывает выходной сигнал детектора огибающей. Диапазон частот распространяется от 0 Гц до частоты, обычно значительно выходящей за пределы самой широкой полосы пропускания, доступной в анализаторе. Однако, окончательная ширина полосы пропускания видеотракта определяется установкой видеофильтра.

Видеоусилитель (Video amplifier): усилитель постоянного тока, расположенный в видеотракте после детектора огибающей, который управляет пластинами вертикального отклонения ЭЛТ. См. *Полоса видеофильтра* и *Видеофильтр*.

Видеоусреднение (Video average): цифровое усреднение данных графика анализатора спектра. Усреднение производится для каждой точки отображения независимо и завершается после выполнения числа циклов развёртки, заданного пользователем. Алгоритм усреднения присваивает весовой коэффициент $(1/n)$, где n – номер текущего цикла развёртки) значению амплитуды данной точки при текущем цикле развёртки, присваивает другой весовой коэффициент $[(n-1)/n]$ предыдущему запомненному среднему значению, и суммирует эти два значения для получения текущего среднего значения. После выполнения заданного числа циклов развёртки весовые коэффициенты остаются постоянными, и на экране отображается скользящее среднее значение.

Видеофильтр (Video filter): фильтр нижних частот (ФНЧ) на выходе

детектора огибающей, который определяет полосу видеоусилителя. Используется для усреднения или сглаживания графика. См. **Полоса видеофильтра**.

Внешний смеситель (External mixer): независимый смеситель, обычно имеющий волноводный входной порт, используемый для расширения диапазона частот анализаторов спектра, в которых предусмотрено подключение внешних смесителей. Анализатор обеспечивает сигнал гетеродина и, если необходимо, смещение смесителя. Продукты смешения возвращаются на вход ПЧ анализатора.

Временное стробирование (Time gating): метод управления развёрткой частоты анализатора спектра, основанный на характеристиках измеряемого сигнала. Он часто используется при анализе импульсных ВЧ-сигналов, сигналов с временным мультиплексированием, модулированных пачек импульсов и перемежающихся сигналов.

Время развёртки (Sweep time): время, необходимое для перестройки гетеродина в пределах выбранной полосы обзора. Время развёртки не включает время нечувствительности между окончанием предыдущего цикла развёртки и началом следующего. При нулевой полосе обзора частота гетеродина является фиксированной, поэтому горизонтальная ось экрана дисплея калибруется только по времени. При ненулевых полосах обзора горизонтальная ось калибруется как по частоте, так и по времени, и время развёртки обычно зависит от полосы обзора, полосы пропускания и полосы видеофильтра.

Входной аттенуатор (Input attenuator): ступенчатый аттенуатор между входным соединителем и первым смесителем анализатора спектра. Его также называют ВЧ-аттенуатором. Входной аттенуатор используется для настройки уровня сигнала, поступающего на первый смеситель. Он используется для предотвращения компрессии усиления, вызванной сигналами высокого уровня или широкополосными сигналами, а также для установки динамического диапазона посредством управления уровнем искажений, генерируемых внутри анализатора. В некоторых анализаторах спектра вертикальное положение отображаемых сигналов изменяется при изменении установок аттенуатора, поэтому опорный уровень также изменяется. В современных

анализаторах компании Keysight изменение ослабления входного аттенуатора компенсируется изменением усиления тракта ПЧ, поэтому сигналы остаются неподвижными на экране, и опорный уровень не изменяется.

Входной импеданс (Input impedance): полное сопротивление нагрузки, которое анализатор спектра представляет для источника сигнала. Номинальное значение импеданса для ВЧ- и СВЧ-анализаторов обычно равно 50 Ом. В некоторых системах, например, системах кабельного телевидения, стандартным является значение 75 Ом. Степень рассогласования между номинальным и фактическим значениями входного импеданса приводится в терминах КСВН (коэффициента стоячей волны по напряжению).

Выход (или отвод) сигнала гетеродина (LO emission or feedout): внезапное появление сигнала гетеродина на входе анализатора спектра. Уровень может быть больше чем 0 дБм в анализаторах спектра без преселектора, но он обычно меньше чем –70 дБм в анализаторах с преселектором.

Гармонические искажения (Harmonic distortion): нежелательные частотные составляющие, добавляемые к сигналу в результате нелинейности характеристик устройства (например, смесителя, усилителя), через которое проходит сигнал. Эти нежелательные составляющие гармонически связаны с исходным сигналом.

Дельта-маркер (Delta marker): режим, при котором установлен фиксированный опорный маркер, и доступен второй активный маркер, который можно поместить в любом месте на отображаемом графике. Отсчёт даёт относительный разнос по частоте и разность амплитуд опорного и активного маркеров.

Детектирование мгновенного значения (Sample): отображаемый режим детектирования, при котором значение, отображаемое в каждой точке, является мгновенным значением видеосигнала в конце диапазона частот или временного интервала, представленного этой точкой.

Детектирование отрицательного пика (Negative peak detection):

отображаемый режим детектирования, при котором каждая точка отображения показывает минимальное значение видеосигнала для той части диапазона частот или временного интервала, которая представлена этой точкой.

Детектирование положительного пика (Positive peak detection): отображаемый режим детектирования, при котором каждая точка отображения показывает максимальное значение видеосигнала для той части диапазона частот или временного интервала, которая представлена этой точкой.

Детектирование среднего значения (Average detection): метод детектирования, который суммирует мощность в пределах частотного интервала. Он часто используется для измерения сложных сигналов с цифровой модуляцией и других типов сигналов с шумоподобными характеристиками. Современные анализаторы спектра компании Keysight обычно предлагают три режима (типа) детектирования среднего значения: усреднение мощности (СКЗ), которое измеряет истинную среднюю мощность в пределах интервала сегмента; усреднение напряжения, которое измеряет среднее значение напряжения в пределах интервала сегмента и логарифмическое усреднение мощности (видеоусреднение), когда измеряется логарифмическая амплитуда в дБ огибающей сигнала в пределах интервала сегмента.

Детектор огибающей (Envelope detector): элемент цепи, выходной сигнал которого отслеживает огибающую, но не мгновенные изменения входного сигнала. В супергетеродинном анализаторе спектра входной сигнал на детектор огибающей поступает с последнего каскада ПЧ, а на выходе детектора выводится видеосигнал. Если анализатор установлен в режим нулевой полосы обзора, детектор огибающей демодулирует входной сигнал, и мы сможем наблюдать на экране зависимость модулирующего сигнала от времени.

Диапазон измерения (Measurement range): отношение, выраженное в дБ, максимального уровня сигнала, который можно измерить (обычно, максимально допустимый уровень входного сигнала), к среднему уровню собственных шумов. Это отношение почти всегда намного больше, чем можно реализовать в одном измерении. См. **Динамический диапазон**. **Диапазон частот (Frequency range):** диапазон от минимальной до

максимальной частоты, в пределах которого может настраиваться анализатор. Хотя максимальная частота обычно рассматривается применительно к коаксиальному входу анализатора, диапазон частот многих СВЧ-анализаторов может быть расширен посредством использования внешних волноводных смесителей.

Динамический диапазон (Dynamic range): отношение (в дБ) между наибольшим и наименьшим сигналами, которые одновременно присутствуют на входе анализатора спектра и могут быть измерены с заданной точностью. Динамический диапазон обычно основывается на измерении продуктов искажений или интермодуляционных составляющих.

Дрейф (Drift): очень медленное (относительно времени развертки) изменение положения сигнала на экране в результате изменения зависимости частоты гетеродина от напряжения развертки. Основными причинами дрейфа являются температурная нестабильность и скорость старения источника опорной частоты в анализаторе спектра.

Единицы измерения (Units): размерности измеряемых величин. Единицы измерения обычно относятся к амплитудным величинам, поскольку они могут изменяться. В современных анализаторах спектра доступными единицами измерения обычно являются: дБм (децибел на один милливатт рассеиваемой мощности на номинальном входном импедансе анализатора), дБмВ (децибел на один милливольт), дБмкВ (децибел на один микровольт), вольты и, в некоторых анализаторах, ватты. В анализаторах компании Keysight можно задавать любые единицы измерения как в линейном, так и логарифмическом масштабе.

Зеркальные частоты (Image frequencies): два или более реальных сигналов, присутствующих на входе анализатора спектра, которые производят отклики на ПЧ при одной и той же частоте гетеродина. Поскольку все продукты смещения появляются при одних и тех же частотах гетеродина и ПЧ, их невозможно различить.

Зеркальный отклик (Image response): отображаемый сигнал, который фактически отстоит на два значения ПЧ от частоты, отображаемой анализатором спектра. Для каждой гармоники гетеродина существует пара зеркальных откликов: один ниже, а другой выше частоты гетеродина

на значение ПЧ. Зеркальные отклики обычно появляются только в анализаторах спектра без преселекции.

Идентификация сигналов (Signal identification): процедура, выполняемая вручную или автоматически, которая показывает, соответствует или нет конкретный отклик на экране анализатора спектра тому режиму смещения, для которого откалиброван экран дисплея. Если процедура выполняется автоматически, то она может или изменить настройку анализатора, чтобы отобразить сигнал при надлежащем режиме смещения, или указать частоту сигнала и предложить пользователю на выбор либо игнорировать этот сигнал, либо самостоятельно надлежащим образом настроить анализатор для этого сигнала. Обычно не требуется в анализаторах с преселектором.

Избирательность полосы пропускания (Bandwidth selectivity): мера способности анализатора различать сигналы с неравными амплитудами. Также называемая коэффициентом прямоугольности (shape factor), избирательность полосы пропускания – это отношение полос пропускания по уровню –60 дБ и по уровню –3 дБ для данного разрешающего фильтра (ПЧ). В некоторых анализаторах вместо полосы по уровню –3 дБ используют полосу по уровню –6 дБ. В любом случае, избирательность полосы пропускания является показателем крутизны нарастания и спада АЧХ фильтра.

Интермодуляционные искажения (Intermodulation distortions): нежелательные частотные составляющие, появляющиеся в результате взаимодействия двух или более спектральных составляющих сигнала при его прохождении через устройство с нелинейными характеристиками (смеситель, усилитель). Нежелательные составляющие связаны с основными (первыми) гармониками и могут быть представлены в виде сумм и разностей сигналов основной частоты и различных гармоник, то есть, $f_1 \pm f_2$, $2f_1 \pm f_2$, $2f_2 \pm f_1$, $3f_1 \pm 2f_2$ и так далее.

Квазипиковый детектор (Quasi-peak detector, QPD): тип детектора, выходной сигнал которого является функцией как амплитуды сигнала, так и частоты повторения импульсов. Квазипиковый детектор учитывает с большим весом коэффициентом сигналы с более высокой частотой повторения импульсов. В предельном случае на выходе квазипикового детектора будет сигнал такой же амплитуды, как

и в случае использования пикового детектора, при измерении сигнала с постоянной амплитудой (непрерывно генерируемый сигнал, НГ-сигнал).

Компрессия коэффициента усиления (Gain compression): уровень сигнала на входном смесителе анализатора спектра, при котором отображаемая амплитуда сигнала определяется на заданную величину в дБ ниже только из-за насыщения смесителя. Уровень сигнала обычно нормируется для компрессии коэффициента усиления на 1 дБ и находится в пределах от +3 до –10 дБм, в зависимости от модели анализатора спектра.

Коэффициент мощности в соседнем канале (ACPR - Adjacent Channel Power Ratio): мера количества энергии сигнала, которая из основного канала связи проникает или просачивается в соседний канал. Это важный показатель компонентов и систем цифровой связи, поскольку слишком большое просачивание будет служить причиной помех в соседних каналах. Иногда этот параметр также представляют как ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio - коэффициент утечки мощности в соседний канал).

Коэффициент прямоугольности (Shape factor): см. *Избирательность полосы пропускания*.

Коэффициент шума (Noise figure): отношение, обычно выражаемое в дБ, отношения сигнал/шум на входе устройства (смеситель, усилитель) к отношению сигнал/шум на выходе этого устройства.

Линейный режим отображения (Linear display): режим отображения, при котором вертикальное отклонение на экране прямо пропорционально напряжению входного сигнала. Нижняя линия масштабной сетки соответствует 0 В, а верхняя линия, опорный уровень, – некоторому ненулевому значению, которое зависит от конкретного анализатора. В большинстве современных анализаторов пользователь сам выбирает опорный уровень, и цена деления становится равной значению опорного уровня, делённому на число делений масштабной сетки. Хотя режим отображения является линейным, современные анализаторы позволяют отображать значения опорного уровня и маркеров в дБм, дБмВ, дБмкВ и в ряде случаях – в ваттах, а также в вольтах.

Логарифмический режим отображения (Log display): режим отображения, при

котором вертикальное отклонение на экране представляет логарифмическую функцию от напряжения входного сигнала. Мы проводим калибровку дисплея посредством выбора значения, соответствующего верхней линии масштабной сетки, опорного уровня и цены деления в дБ/дел. В анализаторах компании Keysight нижняя линия масштабной сетки соответствует 0 В для цены деления 10 дБ/дел или больше, поэтому в этих случаях нижнее деление не калибруется. Современные анализаторы позволяют отображать значения опорного уровня и маркеров в дБм, дБмВ, дБмкВ, вольтах и в некоторых случаях – в ваттах. Старые анализаторы обычно предлагали только один вариант выбора единиц измерения, обычно это было дБм.

Маркер (Marker): визуальный индикатор, который можно поместить в любом месте на отображаемом графике сигнала. Отсчёт показывает абсолютное значение как амплитуды, так и частоты графика в точке маркера. Значение амплитуды приводится в выбранных единицах измерения. Также см. *Дельта-маркер* и *Маркер шума*.

Маркер шума (Noise marker): маркер, значение которого показывает уровень шума в полосе мощности шума 1 Гц. При выборе маркера шума включается отображаемый режим детектирования мгновенного значения, значения ряда последовательных точек графика (число зависит от анализатора) около маркера усредняются, и это среднее значение нормализуется к эквивалентному значению в полосе мощности шума 1 Гц. Процесс нормализации учитывает режим детектирования, полосу и влияние логарифмического усилителя, если выбран логарифмический режим отображения.

Множественные отклики (Multiple responses): два или больше откликов на экране анализатора спектра от единственного входного сигнала. Множественные отклики появляются только в том случае, если режимы смещения перекрываются, и гетеродин перестраивается в достаточно широком диапазоне частот, чтобы позволить входному сигналу смешиваться в более чем одном режиме смещения. Обычно не встречаются в анализаторах с преселекторами.

Модуль вектора ошибки (Error vector magnitude, EVM): мера качества в цифровых системах связи. Это модуль разности векторов идеального опорного сигнала и измеряемого

сигнала в данный момент времени.

Неравномерность АЧХ (Flatness): см. *амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)*.

Нестабильность частоты (Frequency stability): общепринятое выражение, охватывающее как кратковременную, так и долговременную нестабильность гетеродина. Пилообразное напряжение развёртки, которое управляет частотой гетеродина, также определяет, в каком месте экрана появится сигнал. Любое долговременное изменение частоты гетеродина (дрейф) относительно пилообразного напряжения развёртки приводит к медленному смещению сигнала по горизонтали на экране. Кратковременная нестабильность гетеродина может проявиться как случайная частотная модуляция или фазовый шум на стабильном в других отношениях сигнале.

Нулевая полоса обзора (Zero span): ситуация, при которой гетеродин анализатора спектра остаётся в состоянии фиксированной настройки на заданную частоту. Диапазон частот приёмника определяется полосой пропускания (ПЧ). Изменения амплитуды сигнала отображаются как функция времени. Чтобы избежать любой потери информации о сигнале, полоса пропускания должна быть такой же широкой, как и полоса частот сигнала. Чтобы избежать сглаживания, следует установить видеополосу шире, чем полоса пропускания.

Опорный уровень (Reference level): откалиброванное вертикальное положение на дисплее, используемое в качестве опорного для измерений амплитуды. Положение опорного уровня обычно соответствует верхней линии масштабной сетки.

Остаточная частотная модуляция (ЧМ) (Residual FM): систематическая кратковременная нестабильность частоты генератора в отсутствие любой другой модуляции. Применительно к анализаторам спектра мы, как правило, расширяем это понятие, чтобы учесть случай со свипированием частоты гетеродина. Остаточная ЧМ обычно нормируется в виде значений размаха, так как их легче всего измерить на экране, если они вообще наблюдаются.

Остаточные отклики (Residual responses): дискретные отклики, наблюдаемые на экране анализатора спектра при отсутствии входного сигнала.
Относительная погрешность измерения амплитуды (Relative amplitude

accuracy): погрешность измерения амплитуды, при котором амплитуда одного сигнала сравнивается с амплитудой другого, независимо от абсолютных значений каждой из амплитуд. Измерения искажений – это относительные измерения. Составляющими этой погрешности являются неравномерность АЧХ, погрешность воспроизведения шкалы, изменения входного ослабления, усиление тракта ПЧ, цена деления шкалы и полоса пропускания.

Отображаемый диапазон (Display range): калиброванный отображаемый диапазон для конкретного режима отображения и цены деления шкалы. См. *Линейный режим отображения*, *Логарифмический режим отображения* и *Цена деления шкалы*.

Отображаемый динамический диапазон (Display dynamic range): максимальный динамический диапазон, при котором на экране анализатора спектра можно одновременно просматривать как сигнал с большей амплитудой, так и сигнал с меньшей амплитудой. Для анализаторов с максимальной ценой деления логарифмической шкалы 10 дБ/дел фактический динамический диапазон (см. *Динамический диапазон*) может быть больше, чем отображаемый динамический диапазон.

Отображаемый режим детектирования (Display detector mode): способ, посредством которого информация о сигнале обрабатывается, прежде чем отображается на дисплее. См. *Детектирование отрицательного пика*, *Детектирование положительного пика*, *Розенфелл (Rosenfell)*, *Детектирование среднего значения* и *Детектирование мгновенного значения*.

Паразитная частотная модуляция (ЧМ) (Incidental FM): нежелательная частотная модуляция на выходе устройства (источника сигналов, усилителя), вызываемая (связанная с) некоторой другой формой модуляции, например, амплитудной модуляцией.

Паразитные отклики (Spurious responses): неверные отклики, которые появляются на экране анализатора спектра, источниками которых является входной сигнал. Продукты искажений, генерируемые внутри анализатора, являются паразитными откликами, как и зеркальные и множественные отклики.

Погрешность воспроизведения шкалы экрана (Display scale fidelity):

величина погрешности при измерении относительной разности амплитуд на анализаторе спектра. Логарифмические и линейные усилители ПЧ в анализаторах с аналоговыми трактами ПЧ не обладают идеальными линейными или логарифмическими характеристиками, и потому вносят погрешность. Современные анализаторы спектра с цифровым трактом ПЧ имеют значительно лучшую погрешность воспроизведения шкалы экрана.

Погрешность измерения амплитуды (Amplitude accuracy): погрешность измерения амплитуды. Она может быть выражена либо в абсолютных единицах, либо относительно другой опорной точки.

Погрешность измерения частоты (Frequency accuracy): степень неопределенности, с которой отображается частота сигнала или спектральной составляющей, либо в абсолютном выражении, либо относительно другого сигнала или спектральной составляющей. Абсолютная и относительная погрешности измерения частоты нормируются независимо.

Погрешность полосы обзора (Span accuracy): погрешность отображаемого разнеса частот любых двух сигналов на экране.

Полная полоса обзора (Full span): для большинства современных анализаторов спектра полная полоса обзора - это диапазон частот, который охватывает полный диапазон настройки анализатора. К этим анализаторам относятся ВЧ-анализаторы с одним диапазоном частот и СВЧ-анализаторы, такие как анализаторы серий ESA, PSA и X, которые используют твердотельные переключатели для переключения между нижним диапазоном и диапазонами с предварительной селекцией.

ПРИМЕЧАНИЕ: в некоторых старых анализаторах спектра под полной полосой обзора понимают поддиапазон. Например, в СВЧ-анализаторе спектра 8566В компании Keysight, который использует механический переключатель для переключения между нижним диапазоном и диапазонами с предварительной селекцией, полной полосой обзора называют либо нижний (без преселекции) диапазон, либо верхний поддиапазон (с преселекцией).

Полоса видеофильтра (Video bandwidth): частота среза (по уровню

-3 дБ) настраиваемого фильтра нижних частот (ФНЧ) в видеотракте. Если полоса видеофильтра равна или меньше, чем полоса пропускания, видеотракт не может в полной мере реагировать на более быстрые изменения сигнала на выходе детектора огибающей. Результатом является сглаживание графика, то есть уменьшение размаха широкополосных сигналов, таких как шум или импульсные ВЧ-сигналы при их просмотре в широкополосном режиме. Степень усреднения или сглаживания зависит от отношения полосы видеофильтра к полосе пропускания.

Полоса мощности шума (Noise power bandwidth): воображаемый фильтр, который будет пропускать такую же мощность шума, как и фактический фильтр анализатора, позволяя проводить сравнение результатов измерений шума между различными анализаторами.

Полоса обзора (Frequency span): диапазон частот, представленный горизонтальной осью на экране дисплея. Обычно полоса обзора приводится в виде полного диапазона в пределах всей ширины экрана. Некоторые старые анализаторы определяют полосу обзора (ширину сканирования) на базе цены деления.

Полоса пропускания (Resolution bandwidth): ширина полосы разрешающего полосового фильтра (ПЧ) анализатора спектра на некотором уровне ниже точки минимальных вносимых потерь (максимальная точка отклонения на экране). Для анализаторов компании Keysight полоса пропускания нормируется по уровню -3 дБ; для некоторых других - по уровню -6 дБ.

Понижение уровня собственных шумов (Noise floor extension, NFE): алгоритм моделирования мощности шума в анализаторе сигналов, разработанный компанией Keysight Technologies, Inc., позволяющий вычесть мощность шума из результатов измерения для уменьшения эффективного уровня шума.

Предусилитель (Preamplifier): внешний усилитель с низким коэффициентом шума, который повышает чувствительность системы (предусилитель/анализатор спектра) по сравнению с чувствительностью, обеспечиваемой самим анализатором.

Преселектор (Preselector): перестраиваемый полосовой фильтр,

который предшествует входному смесителю анализатора и отслеживает соответствующий режим смещения. Преселекторы обычно используются только на частотах выше 2 ГГц. Они существенным образом подавляют множественные и зеркальные отклики и, при определенных условиях для сигналов, улучшают динамический диапазон.

Проникновение сигнала гетеродина (LO feedthrough): отклик на экране, когда анализатор спектра настроен на 0 Гц, то есть, когда гетеродин настроен на частоту ПЧ. Проникновение сигнала гетеродина можно использовать как маркер 0 Гц, и в этом случае погрешность частоты отсутствует.

Проникновение сигнала ПЧ (IF feedthrough): подъём линии развёртки на экране из-за того, что входной сигнал на промежуточной частоте (ПЧ) проходит через входной смеситель. Обычно это является потенциальной проблемой только для анализаторов спектра без преселекторов. Весь график поднимается, поскольку сигнал всегда присутствует на ПЧ; смещение с сигналом гетеродина не требуется.

Разрешение (Resolution): см. *Разрешение по частоте*.

Разрешение по частоте (Frequency resolution): способность анализатора спектра различать близко расположенные спектральные составляющие и отображать их по отдельности. Разрешение составляющих с одинаковой амплитудой определяется полосой пропускания. Способность разрешать составляющие с неравными амплитудами определяется как полосой пропускания, так и селективностью полосы пропускания.

Растровый дисплей (Raster display): дисплей, сходный с телевизором, когда изображение формируется посредством сканирования электронного луча с высокой скоростью по горизонтали и более медленной - по вертикали экрана дисплея, а также его стробирования в нужные моменты времени. Скорость сканирования является достаточно высокой для получения немерцающего изображения. См. также **Векторный дисплей** и **Время развертки**.

Режим смещения (Mixing mode): описание конкретного условия, которое

создаёт данный отклик на экране анализатора спектра. Режим смещения, например, 1+, указывает на то, какая гармоника гетеродина используется в процессе смещения, а также находится ли частота входного сигнала выше (+) или ниже (-) частоты этой гармоники.

Розенфелл (Rosenfell), нормальное детектирование: отображаемый режим детектирования, при котором значение, отображаемое в каждой точке, зависит от того, возростал или снижался видеосигнал в течение частотного или временного интервала, представленного этой точкой. Если видеосигнал только возростал или только снижался, отображается максимальное значение. Если видеосигнал как возростал, так и снижался, то максимальное значение в течение этого интервала отображается нечётными точками, а минимальное значение - чётными. Чтобы предотвратить потерю сигнала, который возникает только в чётном интервале, максимальное значение в течение этого интервала сохраняется, и в следующем (нечётном) интервале будет отображаться наибольшее из двух значений: запомненное значение из предыдущего интервала или максимальное значение, которое возникает в текущем интервале.

Сигнал опорной амплитуды (Amplitude reference signal): сигнал прецизионной амплитуды и частоты, который анализатор использует для самокалибровки.

Сигнальное созвездие (Constellation diagram): вид отображения данных, используемый при анализе сигналов с цифровой модуляцией, когда детектированные сигнальные точки отображаются на I/Q-диаграмме.

Смешение на гармониках (Harmonic mixing): использование гармоник гетеродина, генерируемых в смесителе, для расширения диапазона настройки анализатора спектра за пределы диапазона частот, достижимого с использованием только основной частоты гетеродина.

Спектр (Spectrum): набор синусоидальных волн различных частот и амплитуд с надлежащими фазовыми соотношениями, которые, если рассматривать их как единое целое, образуют конкретный сигнал во временной области.

Спектральная составляющая (Spectral component): одна из синусоидальных

волн, из которых состоит спектр.

Средний уровень собственных шумов (Displayed average noise level): уровень шума, наблюдаемый на экране анализатора после установки достаточно узкой полосы видеочастотного фильтра для уменьшения флуктуаций полного размаха напряжения шума до такой степени, что отображаемый шум выглядит по существу как прямая линия. Это понятие обычно относится к собственному шуму анализатора, генерируемому внутри прибора, как мере чувствительности, и обычно определяется в дБм при минимальной полосе пропускания и минимальном входном ослаблении.

Средний уровень шумов (Average noise level): см. *Средний уровень собственных шумов*.

Усиление ПЧ/ослабление ПЧ (IF gain/IF attenuation): настраивает вертикальное положение сигнала на экране без изменения уровня сигнала на входном смесителе. При изменении усиления ПЧ/ослабления ПЧ соответственно изменяется и значение опорного уровня.

Фазовый шум (Phase noise): см. *Шумовые боковые полосы*.

Цена деления шкалы (Scale factor): калибровка цены деления вертикальной оси экрана дисплея.

Цифровой дисплей (Digital display): технология отображения, при которой оцифрованная информация графика, сохраняемая в памяти, отображается на экране прибора. Отображаемый график - последовательность точек, предназначенных для представления графика в виде непрерывной кривой. Хотя число точек отображения, используемых по умолчанию в разных моделях анализаторов отличается, большинство современных анализаторов спектра позволяют пользователю выбрать требуемое разрешение экрана посредством управления числом отображаемых точек. Изображение на экране дисплея обновляется (переписывается данными из памяти) с частотой, обеспечивающей отсутствие мерцания; данные в памяти обновляются со скоростью развертки. Почти все современные анализаторы спектра имеют цифровые ЖК-дисплеи с плоским экраном, а не аналоговые дисплеи на базе ЭЛТ, которые использовались в старых анализаторах.

Цифровой тракт ПЧ (Digital IF):

архитектура современных анализаторов спектра, когда сигнал оцифровывается вскоре после преобразования с понижением от высокой частоты (ВЧ) до промежуточной частоты (ПЧ). С этой точки вся последующая обработка сигнала проводится с помощью методов цифровой обработки сигналов (ЦОС).

Чистота спектра (Spectral purity): см. *Шумовые боковые полосы*.

Чувствительность (Sensitivity): уровень минимального синусоидального сигнала, который может быть измерен на анализаторе спектра, обычно при оптимизированных условиях: минимальной полосе пропускания, ослаблении входного ВЧ-аттенюатора 0 дБ и минимальной полосе видеочастотного фильтра. Компания Keysight определяет чувствительность как средний уровень собственных шумов. Синусоидальный сигнал такого уровня выглядит примерно на 2 дБ выше шума.

Шумовые боковые полосы (Noise sidebands): боковые полосы модуляции, указывающие на кратковременную нестабильность гетеродина (прежде всего, первого гетеродина) анализатора спектра. Модулирующим сигналом является шум в самой схеме гетеродина или схеме стабилизации гетеродина, а боковые полосы образуют спектр этого шума. Процесс смещения переносит любую нестабильность гетеродина на продукты смещения, так что боковые полосы появляются у любой спектральной составляющей, отображаемой анализатором значительно выше уровня широкополосных собственных шумов. Поскольку боковые полосы являются шумом, их уровень относительно спектральной составляющей зависит от полосы пропускания. Шумовые боковые полосы обычно нормируются в дБн/Гц (мощность в полосе 1 Гц относительно несущей) при данной отстройке от несущей. Несущая, будучи спектральной составляющей, отображается на экране.

myKeysight

myKeysight

www.keysight.com/find/mykeysight

Персонализированное представление наиболее важной для Вас информации.



www.lxistandard.org

LAN eXtensions for Instruments (расширения LAN для измерительных приборов) добавляет возможности локальной сети Ethernet и Web в измерительные системы. Компания Keysight является членом-учредителем консорциума LXI.



Три Года Стандартной Заводской Гарантии

www.keysight.com/find/ThreeYearWarranty

Keysight обеспечивает высочайшее качество продукции и снижение общей стоимости владения. Единственный производитель контрольно-измерительного оборудования, который предлагает стандартную трехлетнюю гарантию на все свое оборудование.



Планы Технической Поддержки Keysight

www.keysight.com/find/AssurancePlans

До пяти лет поддержки без непредвиденных расходов гарантируют, что Ваше оборудование будет работать в соответствии с заявленными производителем техническими характеристиками, а Вы будете уверены в точности своих измерений.



www.keysight.com/quality

Подразделение электронных измерений компании Keysight Technologies, Inc. сертифицировано компанией DEKRA на соответствие требованиям системы менеджмента качества ISO 9001:2008

Keysight Infoline

Keysight Infoline

www.keysight.com/find/service

Ключевая идея компании Keysight для лучшего в классе управления информацией. Свободный доступ к отчётам, относящимся к Вашему оборудованию, и электронной библиотеке компании Keysight.

Торговые партнеры компании Keysight

www.keysight.com/find/channelpartners

Получите двойную выгоду: глубокие профессиональные знания в области измерительной техники и широкую номенклатуру выпускаемой продукции компании Keysight в сочетании с удобствами, предоставляемыми торговыми партнёрами.

Bluetooth и логотипы Bluetooth являются товарными знаками, которые принадлежат Bluetooth SIG, Inc., США, и используются по лицензии компанией Keysight Technologies, Inc.

cdma2000 является зарегистрированным знаком сертификации Ассоциации телекоммуникационной промышленности (Telecommunications Industry Association - TIA) США.

www.keysight.com/find/SA

Российское отделение

Keysight Technologies

115054, Москва,

Космодамианская наб., 52, стр. 3

Тел.: +7 (495) 7973954

8 800 500 9286

(звонок по России бесплатный)

Факс: +7 (495) 7973902

e-mail: tmo_russia@keysight.com

www.keysight.ru

Сервисный Центр

Keysight Technologies в России

115054, Москва,

Космодамианская наб., 52, стр. 3

Тел.: +7 (495) 7973930

Факс: +7 (495) 7973901

e-mail: tmo_russia@keysight.com



Unlocking Measurement Insights

Информация может быть изменена без уведомления.

© Keysight Technologies, 1971-2015

Published in USA, February 13, 2015

5952-0292RURU

www.keysight.com